E.T.S. de Ingeniería Industrial

y de Telecomunicación

Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana para comunicaciones por satélite en la banda de 7.25-8.4 GHz con polarización circular

Grado en Ingeniería

en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Javier Jiménez Peña

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 10 de junio de 2019

Universidad Pública de Navarra

Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Antes de comenzar quiero agradecer todo el tiempo dedicado, consejos, rompecabezas solucionados y apoyo de mi tutor, Juan Carlos Iriarte Galarregui. Gracias a él he conseguido realizar este Trabajo Fin de Grado, y aprendido todo lo posible sobre antenas. Además, ha conseguido que me apasione el mundo de las microondas, algo casi desconocido para mí.

También agradezco todo el tiempo pasado con mi compañero de carrera Andoni Marzo, todos los madrugones, las horas de trabajo en el laboratorio, las miles de simulaciones y diseños realizados y, sobretodo, las risas y descansos que amenizaban la realización de este proyecto.

Agradecer a la Universidad Pública de Navarra la oportunidad brindada y a todos los profesores los conocimientos inculcados, y en concreto a Israel Arnedo, que me dio la oportunidad de colaborar con él en el departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la UPNA.

Dar las gracias a mis padres y a mi hermano por todo el apoyo, los ánimos en época de exámenes y el esfuerzo que han realizado para que haya llegado a donde estoy.

Gracias a mi compañera de clase y residencia Marta, y a todos mis amigos, en especial a Álvaro que siempre se ha preocupado y el cual ha estado muy pendiente de mí durante mis andadas por la universidad.

Por último, dar las gracias a mi pareja Mónica, por su cariño, comprensión y apoyo incondicional. Gracias por apoyarme durante estos largos años de universidad.

¡Ah! Y gracias a ti que te atreves a leer esta memoria.

Resumen

Las comunicaciones vía satélite supusieron un importante cambio en el mundo de la tecnología, ofreciendo nuevas oportunidades y servicios a una población cada vez más necesitada de comunicación. Los satélites se han utilizado en el ámbito de la defensa de forma extensa por los ejércitos de gran número de países del mundo desde su aparición en el año 1957.

Las aplicaciones de los satélites militares cubren distintas áreas como son el reconocimiento basado en imágenes, sistemas de navegación y comunicaciones por satélite sobre el terreno. Uno de los dispositivos más populares utilizados para esta última aplicación es el *manpack*, un terminal de radio portátil que brinda de conectividad a los soldados allí donde están desplegados.

En este proyecto se presenta el diseño de dos agrupaciones de antenas circularmente polarizadas con tecnología plana para aplicaciones en la banda X (7.25-8.4 GHz), banda de funcionamiento de los dispositivos *manpack*. En este trabajo se propone una solución de pequeñas dimensiones, bajo peso, modular y portable.

La tecnología plana se emplea habitualmente en diseños que requieran un reducido ancho de banda. En este caso las especificaciones a cumplir requieren de un ancho de banda elevado, un 14,7%, por lo que los diseños presentados suponen un reto, no sólo desde el punto de vista de las antenas que forman la agrupación, sino también desde el punto de vista de la red de alimentación necesaria. Las especificaciones objetivo son: directividad de 26 dBi, relación axial (RHCP y LHCP) menor de 1.4 dB y tamaño del array inferior a 40x40 cm.

Los dispositivos finales propuestos disponen de dos puertos, uno mediante el cual se polarizan circularmente a izquierdas, y otro para la polarización circular a derechas.

Palabras clave

Manpack, adaptador de impedancias binomial multisección, polarización circular dual, banda ancha, agrupación de antenas.

Abstract

Satellite communications represented major changes in the world of technology, offering new services and opportunities to a population increasingly in need of communication. Satellites have been used in the field of defense widespreadly by the armies of many countries in the world since its appearance in 1957.

The applications of military satellites cover different areas such as image-based recognition, navigation systems and satellite communications in the battlefield. One of the most popular devices used for this last application is the manpack, a portable radio terminal which provides connectivity to soldiers wherever they are deployed.

This project presents the design of dual circularly polarized antenna arrays with planar technology for applications in the X band (7.25-8.4 GHz), operating band of manpack devices. A smaller, lighter, modular and portable solution for manpack equipment has been proposed in the case of study.

Planar technology is commonly used in designs that require a narrow bandwidth. In this case, the specifications to be complied require a wide bandwidth (14.7%), so the design implies a huge challenge, not only for the antenna array to be designed, but also for the complex beam forming network needed. The typical manpack's requeriments to be fulfilled by the device are: directivity of 26 dBi, axial ratio (RHCP and LHCP) less than 1.4 dB and maximum size of 40x40 cm.

The antenna was designed to present dual circular polarization for transmission (Tx) and reception (Rx) bands.

Keywords

Manpack, binomial multisection matching transformer, dual circular polarization, broadband, antenna array.

ÍNDICE

Capítulo I: Introducción 1

I.1 Tecnología plana: antenas y líneas de transmisión 1

I.2 Antenas parche microstrip y parches apilados 2

I.3 Software para el diseño y simulación 3

I.4 Estructura del proyecto 3

I.4.1 Especificaciones requeridas de diseño 3

I.4.2 Procedimiento del diseño 4

Capítulo II: Propiedades de la línea de transmisión 5

II.1 Línea de transmisión microstrip 5

II.1.1 Análisis de la línea microstrip 6

II.1.2 Diseño de la línea microstrip 6

II.2 Línea de transmisión stripline 7

II.2.1 Análisis de la línea stripline 7

II.2.2 Diseño de una línea stripline 8

Capítulo III: Divisores de potencia y Acopladores direccionales 9

III.1 Redes de tres puertos (Divisores de potencia) 9

III.1.1 Propiedades básicas de las redes de tres puertos 9

III.1.2 Tipos de divisores de tres puertos 11

III.1.2.1 Divisor de potencia T-Junction 11

III.1.2.2 Divisor de potencia Wilkinson 13

III.2 Redes de cuatro puertos (Acopladores direccionales) 14

III.2.1 Propiedades básicas de las redes de cuatro puertos 14

III.2.2 Tipos de divisores de tres puertos 16

III.2.2.1 Acoplador híbrido 90º 16

III.2.2.2 Acoplador híbrido 180º 17

Capítulo IV: Adaptadores de impedancia 18

IV.1 Transformador lambda cuartos 18

IV.2 Transformador binomial multisección o maximalmente plano 19

Capítulo V: Fundamentos de las antenas parche y agrupaciones de antenas 22

V.1 Elementos radiantes 22

V.1.1 Teoría general de antenas parche microstrip 22

V.1.2 Parche rectangular 23

V.1.3 Parche circular 24

V.1.4 Parches apilados 25

V.1.5 Métodos de alimentación de antenas microstrip 25

V.1.6 Polarización 26

V.2 Array o agrupación de antenas 28

V.2.1 Teoría básica de funcionamiento 29

V.2.2 Propiedades del factor de agrupación 30

V.2.3 Distribuciones unidimensionales y bidimensionales 32

V.2.3.1 Distribuciones unidimensionales 32

V.2.3.2 Distribuciones bidimensionales 34

V.2.4 Subarrays síncronos o rotación secuencial 35

Capítulo VI: Diseño de la agrupación de antenas y alimentación en tecnología microstrip 36

VI.1 Introducción 36

VI.2 Elección de los sustratos 37

VI.3 Diseño del módulo unidad 37

VI.3.1 Elemento radiante 38

VI.3.1.1 Antena parche circular microstrip 38

VI.3.1.2 Antenas parche apiladas 44

VI.3.2 Transición microstrip-microstrip 48

VI.3.3 Híbrido de 90º 51

VI.3.4 Configuración final del módulo unidad y resultados 56

VI.3.5 Aplicando Factor de array al módulo unidad 62

VI.4 Agrupación 2x2 63

VI.4.1 Rotación secuencial o subarray síncrono 63

VI.4.2 Alimentación polarización circular a izquierdas array 2x2 65

VI.4.2.1 Diseño de divisor T 65

VI.4.2.2 Adaptador λ/4 67

VI.4.2.3 Diseño divisor T con adaptador λ/4 68

VI.4.2.4 Diseño de un divisor 1x4 69

VI.4.2.5 Diseño de la alimentación que consigue polarización circular a izquierdas 70
VI.4.3 Resultados del array 2x2 completo 75
VI.4.4 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 2x2 79
VI.5 Agrupación 4x4 80
VI.5.1 Alimentación polarización circular a izquierdas array 4x4 80
VI.5.2 Resultados del array 4x4 completo 83
VI.5.3 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 4x4 87
VI.6 Modelo Final 88
VI.6.1 Planteamiento de la alimentación a los módulos 4x4 88
VI.6.1.1 Transiciones microstrip-microstrip en capas separadas por aire 88
VI.6.1.2 Transiciones microstrip-stripline en capas separadas por aire 89
VI.6.1.3 Conclusiones 91
VI.6.2 Conectorización mediante SMP del módulo 4x4 91
VI.6.2.1 Conector y optimización de su conexión al circuito 91
VI.6.2.2 Resultados del array 4x4 completo con conectores SMP 94

Capítulo VII: Diseño de la agrupación de antenas y alimentación en tecnología stripline 99
VII.1 Introducción 99
VII.2 Elección de los sustratos y corrección de sus constantes dieléctricas 100
VII.3 Módulo unidad en tecnología stripline 104
VII.3.1 Medidas y parámetros del módulo unidad 104
VII.3.2 Aplicando Factor de array al módulo unidad 107
VII.4 Agrupación 2x2 107
VII.4.1 Rotación secuencial o subarray síncrono 107
VII.4.2 Alimentación polarización circular a izquierdas array 2x2 108
VII.4.2.1 Transformador binomial multisección 109
VII.4.2.2 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador λ/4 de una sección y sin chamfer 110
VII.4.2.3 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador λ/4 de una sección y con chamfer 112
VII.4.2.4 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador binomial de 2 secciones y con chamfer 113
VII.4.2.5 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador binomial de 3 secciones y con chamfer 116
VII.4.2.6 Elección de la mejor opción e implementación al array 2x2 118
VII.4.3 Resultados del array 2x2 completo 119
VII.4.4 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 2x2 123
VII.5 Agrupación 4x4 124
VII.5.1 Alimentación polarización circular a izquierdas array 4x4 124
VII.5.2 Resultados del array 4x4 completo 128

VII.5.3 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 4x4 133
VII.6 Modelo Final 133
VII.6.1 Planteamiento de la alimentación a los módulos 4x4 133
VII.6.2 Array 8x8 135
VII.6.2.1 Diseño de la alimentación 8x8 135
VII.6.2.2 Resultados del array 8x8 138
VII.6.3 Array 12x12 144

Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras 148

Bibliografia 150

Capítulo I: Introducción

El primer capítulo tiene como objetivo la introducción de los conceptos necesarios para entender el proyecto en su totalidad, así como comprender el objetivo al que se quiere llegar y el procedimiento seguido.

I.1 Tecnología plana: antenas y líneas de transmisión

La tecnología plana surgió como una alternativa de dimensiones reducidas, bajo coste y peso, fácil reproducibilidad y alta fiabilidad para la fabricación de líneas de transmisión, componentes pasivos de microondas y redes de adaptación. En las últimas décadas, la tecnología plana ha ido sustituyendo los circuitos convencionales basados en líneas coaxiales y guía de onda, especialmente para aplicaciones de bajas potencias.

Hoy en día se siguen desarrollando nuevas variantes de líneas de transmisión en tecnología plana. Las estructuras más usadas de este tipo de línea de transmisión son la microstrip y la stripline, y su elección dependerá de muchos factores, entre los cuales se encuentra el tipo de circuito y su frecuencia de funcionamiento.

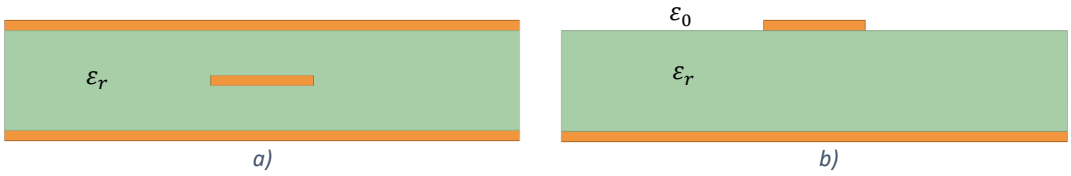


Figura I.1 a) Stripline. b) Microstrip.

En general, las líneas de transmisión en tecnología plana consisten en una tira conductora metálica situada sobre un sustrato dieléctrico con uno o varios planos de masa.

Las líneas de transmisión stripline tienen bajas perdidas y buen aislamiento respecto a interferencias, pero requieren de una fuerte simetría, lo cual puede acarrear dificultades en su fabricación. Las líneas microstrip son más fáciles de fabricar, pero presentan un peor comportamiento eléctrico.

La tecnología plana también se puede utilizar para la fabricación de antenas, por lo que la utilización de una misma tecnología para fabricar líneas de transmisión y elementos radiantes se convierte en una posibilidad enormemente atractiva. Este tipo de estructuras de antenas presentan numerosas ventajas: son compactas y ligeras, la naturaleza plana de las antenas las hace ideales para la fabricación de agrupaciones de antenas de grandes dimensiones y su integración en circuitos de microondas y ondas milimétricas es sencilla.

I.2 Antenas parche microstrip y parches apilados

Las antenas impresas consisten en un parche metálico dispuesto sobre un sustrato dieléctrico colocado encima de un plano metálico, como se puede observar en la *Figura I.2.*

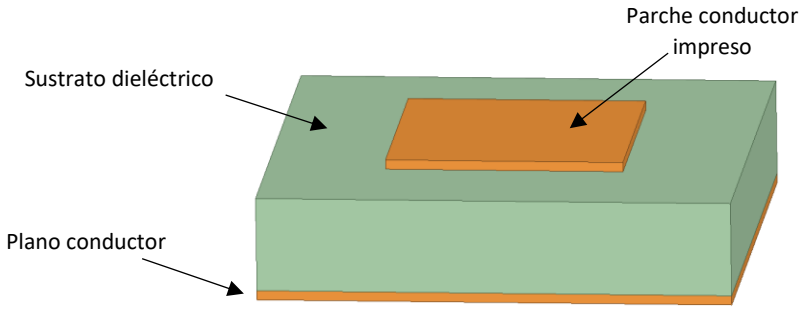


Figura I.2 Esquema antena impresa.

Sus principales desventajas son su reducido ancho de banda, por tratarse de una estructura resonante, y su baja eficiencia, puesto que de toda la potencia entregada al elemento radiante sólo se radia una pequeña parte.

En este proyecto un factor limitante es el ancho de banda, por lo que para conseguir las especificaciones de diseño requeridas se ha recurrido a la configuración de parches apilados, que consiste en acoplar de forma parásita un parche al parche microstrip alimentado, tal y como se muestra en la *Figura I.3.* De esta forma se incrementa el ancho de banda de funcionamiento.

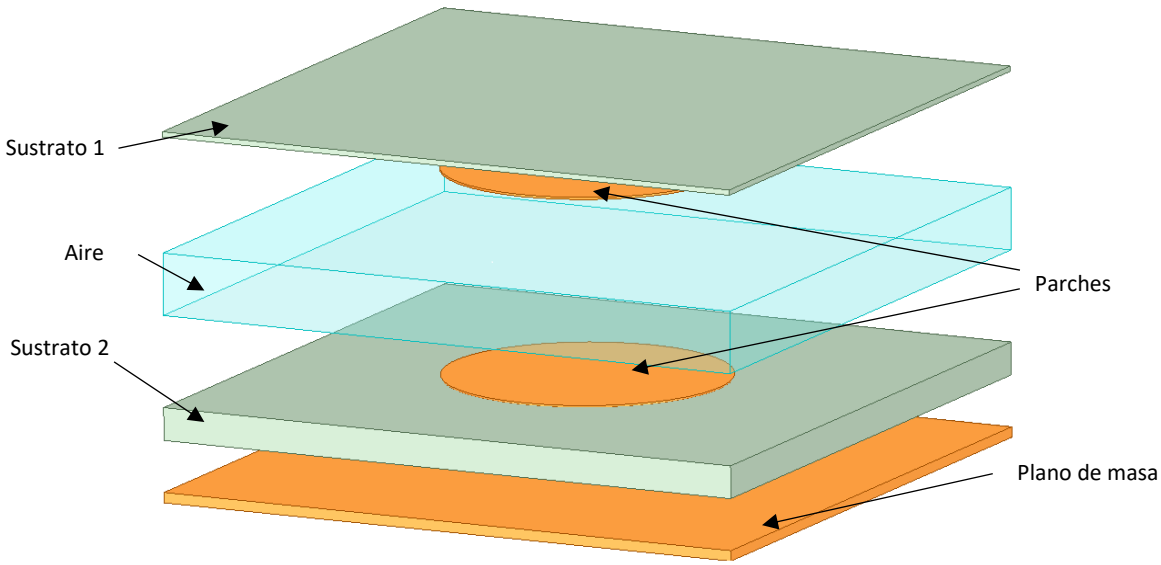


Figura I.3 Configuración de parches apilados con alimentación por acoplamiento por ranura.

I.3 Software para el diseño y simulación

Para el diseño y simulación se va a utilizar el programa *ANSYS HFSS*, en su versión 19.2. *ANSYS HFSS* es un software de simulación electromagnética 3D para el diseño y simulación de componentes electrónicos de alta frecuencia, como antenas, conjuntos de antenas, componentes de RF o microondas, interconexiones de alta velocidad, filtros, conectores, paquetes de circuitos integrados y placas de circuito impreso. [1]

Uno de los beneficios que posee *HFSS* es su técnica de mallado adaptativo automático, es decir, este software solo requiere que se le especifique la geometría del elemento, las propiedades del material a utilizar y el modo en el que se quieren obtener los resultados.

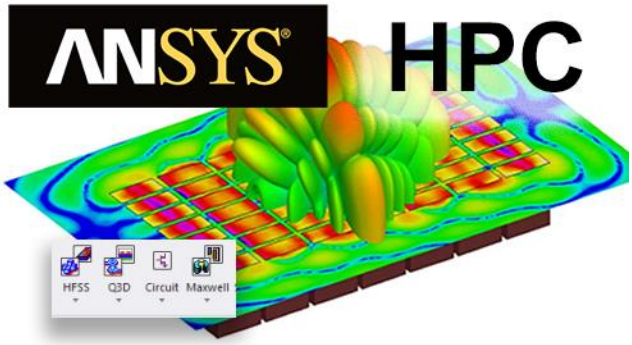


Figura I.4 Software ANSYS. [1]

I.4 Estructura del proyecto

I.4.1 Especificaciones requeridas de diseño

El manpack es un dispositivo para comunicaciones militares por satélite compacto, ligero y portátil que ofrece la posibilidad de intercambiar información en tiempo real con otras unidades allí donde estén desplegadas. Una de las partes más importantes del dispositivo es la antena del sistema, en la que se centra el estudio de este proyecto.

La agrupación de antenas a diseñar deberá cumplir las especificaciones típicas para antenas manpack descritas en la *Tabla I.1*, así como ser modular, lo que facilita los procesos de diseño y fabricación, ligera y portable. Para cubrir los dos rangos frecuenciales de trabajo se ha optado por realizar un diseño en configuración *broadband*, en vez de optar por una *dualband*.

Parámetros		Valor
Frecuencias de trabajo	Transmisión: Recepción:	7.9 – 8.4 GHz 7.25 – 7.75 GHz
Polarización		Circular (a izquierdas y derechas)
Ancho de banda		14.7 %
Directividad		26 dBi
Axial Ratio		<1.4 dB
Dimensiones		40x40 cm

Tabla I.1 Especificaciones de la antena a diseñar.

También se deberá diseñar la alimentación para dicha agrupación de antenas. Ésta presentará una estructura multicapa, por lo que la alimentación al elemento radiante vendrá desde abajo mediante transiciones, atravesando los sustratos y los planos de masa.

I.4.2 Procedimiento del diseño

En primer lugar, teniendo en cuenta las especificaciones requeridas del diseño, se deberán elegir los sustratos a utilizar, definiendo así su constante dieléctrica ε_r y su grosor *h.* Como se trata de un diseño multicapa, los sustratos y/o su grosor no necesariamente serán los mismos.

A continuación, se pasará a realizar el diseño de una antena parche microstrip que funcione en la banda requerida por el diseño (7.25-8.4 GHz). Para aumentar el ancho de banda, ya que es el factor limitante en este proyecto, se modelará una configuración de dos parches apilados en los cuales uno será alimentado y el otro actuará como parche parásito.

Una vez diseñado el elemento radiante, se deberá estudiar la implementación de su alimentación para conseguir una buena adaptación. Ésta se realizará desde una capa inferior, la capa en la cual se encuentra las redes de alimentación. Como uno de los requerimientos del diseño es que la polarización sea circular, y que además esta pueda ser a izquierdas o derechas, se planteará la idea de utilizar elementos pasivos de microondas, híbridos de 90º, para conseguir que la diferencia de fase entre las alimentaciones de la antena sea la adecuada.

Una vez se tenga el módulo unidad, compuesto por dos antenas parche apiladas, transición e híbrido de 90º, se pasará a plantear una agrupación de antenas de cuatro elementos (2x2). Primero se estudiarán los efectos que producen en el diagrama de radiación la separación entre los cuatro módulos. Una vez realizadas las medidas, se elegirá la distancia óptima que brinde los mejores parámetros y que deje un espaciado suficiente para realizar la interconexión de la alimentación.

A continuación, una vez elegida la distancia óptima, se pasará a realizar una rotación secuencial de 90º entre los módulos, que mejorará la relación axial. Tras esto, se deberán realizar las dos redes de alimentación, la que hace que el array emita con polarización circular a derechas y la que hace que emita a izquierdas, interconectando los puertos correctos de los híbridos de 90º. Dichas alimentaciones estarán formadas por divisores de potencia en configuración 1-4, con 6 dB de pérdidas, y que introduzcan un desfase acorde con la rotación secuencial.

Una vez se tenga la agrupación de módulos unidad 2x2 con sus dos puertos de entrada, denominados de aquí en adelante *Left* y *Right* por la polarización que generan, se realizará nuevamente otra replica 2x2 del anterior, resultando en un array 4x4. Nuevamente, se deberá realizar la alimentación por separado de manera que se unan todos los puertos *Left* y *Right,* mediante divisores de potencia, y converjan en un nuevo puerto *Left* y *Right*. Dichos divisores deberán ser de la forma 1-4, con 6 dB de pérdidas, pero no introducirán desfase alguno.

Tras diseñar una agrupación de 16 módulos unidad (4x4), se podrá pasar a replicar dicha agrupación en diferentes configuraciones, 8x8 o 12x12 para alcanzar así las especificaciones de diseño (26 dBi de directividad). Tras la cual se deberá diseñar la alimentación en una capa inferior mediante tecnología stripline o microstrip, dependiendo de los resultados. Hay que destacar que, si el array fuese de 12x12, éste estaría formado por 144 módulos unidad y poseería 9 puertos *Left* y 9 puertos *Right* que conectar mediante la alimentación de la capa inferior.

Capítulo II: Propiedades de la línea de transmisión

A continuación, se introducen las propiedades de dos diferentes tipos de líneas de transmisión en tecnología plana, explicando sus características, su estructura y su diseño. El desarrollo de este capítulo se basa en las ecuaciones y procedimientos enunciados en [2].

II.1 Línea de transmisión microstrip

Una línea de transmisión microstrip se compone de un segmento de conductor, de anchura W, localizado sobre un material dieléctrico y de un plano de tierra en la parte inferior del sustrato como se muestra en la *Figura II.1*. El conductor y el plano de tierra están separados una distancia d la cual corresponde con la altura del material dieléctrico, cuya constante dieléctrica y permitividad magnética son ε_r y μ, respectivamente.

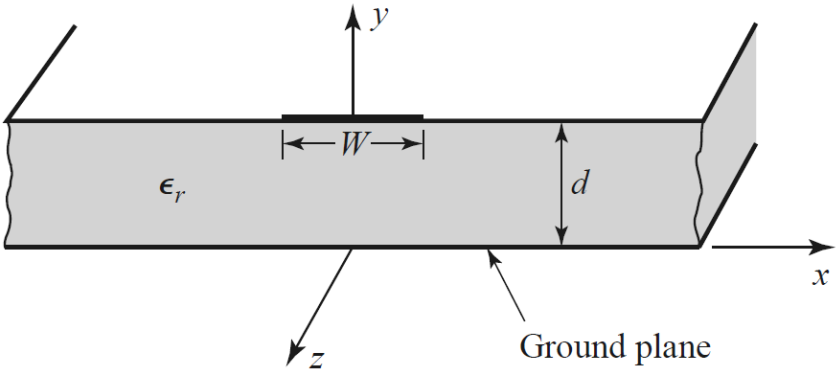


Figura II.1 Estructura de una línea de transmisión microstrip. [2]

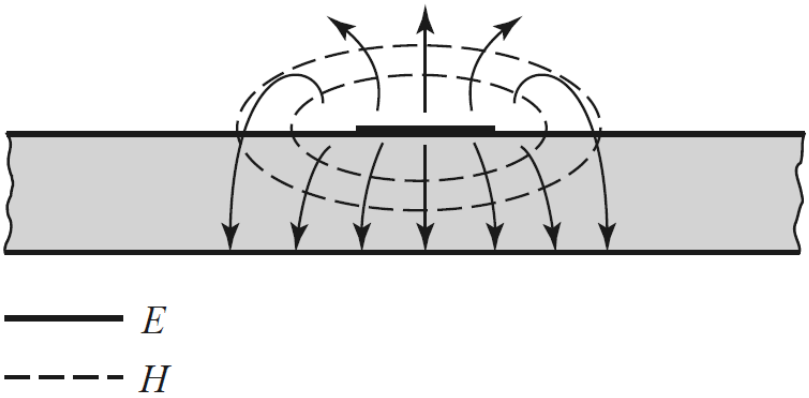


Figura II.2 Líneas de campo en una línea de transmisión microstrip. [2]

En la *Figura II.2* se puede observar cómo se comportan los campos eléctrico y magnético en la línea de transmisión. Debido a que líneas de campo están tanto en la región del material dieléctrico como en el aire, es necesario modelar una línea microstrip como si tuviera un solo material con una constante dieléctrica efectiva equivalente.

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} + \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{d}{W}}} \tag{II.1}$$

II.1.1 Análisis de la línea microstrip

Realizando el análisis como si sólo hubiese modo TEM, se puede expresar la longitud de onda como

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{II.2}$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío. Por lo tanto, la velocidad de fase y la constante de propagación resultan

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \qquad \beta = \beta_0 \sqrt{\varepsilon_{reff}} \tag{II.3}$$

Dadas las dimensiones de una línea microstrip, la impedancia característica puede se puede calcular como

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \ln\left(\dfrac{8d}{W} + \dfrac{W}{4d}\right) & \dfrac{W}{d} \leq 1 \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{reff}\left[\dfrac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\dfrac{W}{d} + 1.444\right)\right]}} & \dfrac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \tag{II.4}$$

La constante de atenuación debida a las pérdidas en el material dieléctrico y en el conductor se caracterizan como

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r \left(\varepsilon_{reff} - 1\right) \tan\ \delta}{2\sqrt{\varepsilon_{reff}}\ (\varepsilon_r - 1)} \quad Np/m \qquad \alpha_c = \frac{R_0}{Z_0 W} \quad Np/m \tag{II.5}$$

donde R_s es la resistividad superficial del conductor

$$R_s = \sqrt{\frac{\varepsilon \mu_0}{2\sigma}}$$

II.1.2 Diseño de la línea microstrip

En el diseño de líneas microstrip, el valor de la impedancia característica de las líneas Z_0 y las propiedades del sustrato a utilizar, tanto su grosor d como su constante diélectrica ε_r, suelen ser parte de las especificaciones del diseño, por lo que se busca determinar el ancho de la línea W, esto se puede obtener mediante la siguiente relación

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \dfrac{W}{d} < 2 \\ \dfrac{120\pi}{\dfrac{2}{\pi}\left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \dfrac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left(\ln(B - 1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{\varepsilon_r}\right)\right]} & \dfrac{W}{d} > 2 \end{cases} \tag{II.7}$$

donde

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \qquad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{II.8}$$

II.2 Línea de transmisión stripline

Este tipo de línea de transmisión está formado por un segmento de conductor de anchura W, equiespaciado entre dos planos de tierra y rodeado por material dieléctrico. Como se muestra en la *Figura II.3,* los planos de tierra están separados una distancia b que también es la altura del dieléctrico y cuya constante dieléctrica y permitividad magnética son ε_r y μ, respectivamente.

En la práctica, la construcción de una línea stripline simétrica suele hacerse grabando un trazo de conductor, de anchura W, en un sustrato de grosor $b/2$ y cubriéndola con otro sustrato del mismo grosor, ambos con sus respectivos planos de masa.

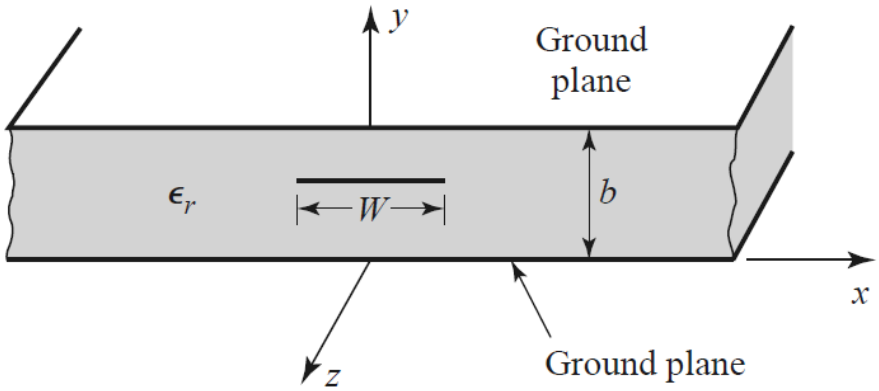


Figura II.3 Estructura de una línea de transmisión stripline. [2]

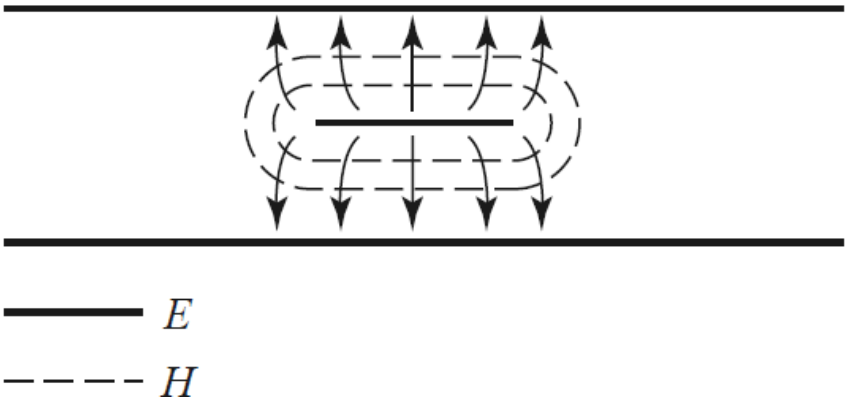


Figura II.4 Líneas de campo en una línea de transmisión stripline. [2]

En la *Figura II.4,* se puede observar cómo se comportan los campos eléctrico y magnético en la línea de transmisión. En este caso el modo de propagación es transversal electromagnético TEM, puesto que las ondas viajan en el mismo medio en todos los puntos de la línea.

II.2.1 Análisis de la línea stripline

Sabiendo que la velocidad de fase de un modo TEM es

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{II.9}$$

la constante de propagación de una línea stripline es, por lo tanto

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} \tag{II.10}$$

La determinación de la impedancia característica de las líneas stripline conlleva cálculos complejos, por lo que en la práctica se emplea la siguiente aproximación

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{b}{W_e + 0.441b} \tag{II.11}$$

donde W_e es la anchura efectiva del conductor central

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \frac{W}{b} > 0.35 \\ \left(0.35 - \frac{W}{b}\right)^2 & \frac{W}{b} < 0.35 \end{cases} \tag{II.12}$$

Dichas fórmulas asumen que el conductor central tiene espesor nulo, lo que acarrea un error del 1% respecto a los valores reales.

Como stripline es una línea TEM, la atenuación debida a las pérdidas del dieléctrico tiene la misma forma que para otras líneas TEM

$$\alpha_d = \frac{k \tan\, \delta}{2} \tag{II.13}$$

La atenuación debida a las pérdidas del conductor se puede aproximar mediante

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{2.7 \cdot 10^{-3} R_s\, \varepsilon_r\, Z_0}{30\pi\,(b-t)} \left(1 + \frac{2W}{b-t} + \frac{1}{\pi}\,\frac{b+t}{b-t} \ln\left(\frac{2b-t}{t}\right)\right) & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 < 120\,\Omega \\ \frac{0.16\, R_s}{Z_0\, b} \left(1 + \frac{b}{0.5W + 0.7t} \left(0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{4\pi \cdot W}{t}\right)\right)\right) & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 > 120\,\Omega \end{cases} \tag{II.14}$$

donde t es el espesor del conductor central.

II.2.2 Diseño de una línea stripline

En el diseño de este tipo de líneas, lo que se busca es determinar el ancho del conductor central W, asumiendo que se han predefinido en el diseño la altura del sustrato b, su constante dieléctrica ε_r y la impedancia característica de la línea deseada Z_0. Esto se puede obtener mediante la siguiente relación

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441 & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 < 120\,\Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - \left(\frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441\right)} & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 > 120\,\Omega \end{cases} \tag{II.15}$$

Capítulo III: Divisores de potencia y Acopladores direccionales

En el presente capítulo se detallan fundamentos teóricos generales de las redes de 3 puertos (divisores de potencia) y de las redes de 4 puertos (acopladores direccionales), así como algunos ejemplos de ellas y su funcionamiento.

Los divisores de potencia y acopladores direccionales, son componentes pasivos de microondas usados para repartir o combinar la potencia que reciben. En división, una señal de entrada es divida en dos, o más, señales de salida de menor potencia, mientras que en combinación se tienen dos o más señales de entrada que se suman en una misma de salida.

Este apartado está basado principalmente en los conceptos expuestos en el capítulo 7 de [2] y en [3].

III.1 Redes de tres puertos (Divisores de potencia)

A continuación, se detallan las propiedades básicas de los divisores de potencia, así como los tipos de divisores que existen.

III.1.1 Propiedades básicas de las redes de tres puertos

Para explicar las propiedades básicas de estos divisores se va a recurrir a la matriz S o matriz de scattering. La matriz de scattering de una red arbitraria de tres puertos tiene nueve términos independientes:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \tag{III.1}$$

A continuación, se exponen una serie de propiedades sobre este tipo de redes:

1. Si el dispositivo es pasivo y no contiene ningún material anisotrópico, dicho dispositivo deberá de ser recíproco y, por lo tanto, la matriz S será simétrica $S_{ij} = S_{ji}$.
   Lo ideal sería tener un dispositivo que fuese sin pérdidas y adaptado en todos sus puertos, pero es imposible tener una red de tres puertos recíproca, sin pérdidas y con todos sus puertos adaptados.

2. Si todos los puertos están adaptados, entonces $S_{ii} = 0$. Además, si la red es recíproca, la matriz de scattering se puede escribir como:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \tag{III.2}$$

3. Si la red es además sin pérdidas, la ley de conservación de la energía obliga a que la matriz S sea unitaria.

$$[S]^t[S]^* = [U] \tag{III.3}$$

por lo que

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \tag{III.4a}$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \tag{III.4b}$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \tag{III.4c}$$

$$S_{13}{}^{*}S_{23} = 0 \tag{III.4e}$$

$$S_{23}{}^{*}S_{12} = 0 \tag{III.4f}$$

$$S_{12}{}^{*}S_{13} = 0 \tag{III.4g}$$

Las ecuaciones *(III.4d)-(III.4f)* muestran que al menos dos de los tres parámetros (S_{12}, S_{13}, S_{23}) tienen que ser cero. Sin embargo, esta condición no se puede cumplir simultáneamente con todas las ecuaciones *(III.4a)-(III.4c),* por lo tanto es imposible tener una red de tres puertos que cumpla simultáneamente que sea sin pérdidas, recíproca y con sus puertos adaptados.

Si se relajan estas condiciones es posible conseguir un dispositivo realizable físicamente, para ello se expondrán varios ejemplos:

1. Considerando que la red de tres puertos es no recíproca, lo que implica que

$$S_{ij} \neq S_{ji} \tag{III.5}$$

las condiciones de adaptación y conservación de la energía se pueden cumplir, un ejemplo de esto es el dispositivo denominado circulador. Se comprueba, si la red es sin pérdidas $[S]$ debe ser unitaria:

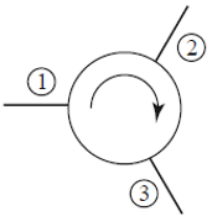
$$\begin{array}{ll} S_{31}{}^{*}S_{32} = 0 & |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ S_{21}{}^{*}S_{23} = 0 & |S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ S_{12}{}^{*}S_{13} = 0 & |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \end{array} \tag{III.6}$$

Estas ecuaciones se pueden satisfacer si se cumple que

$$\begin{array}{c} S_{12} = S_{23} = S_{32} = 0, \quad |S_{21}| = |S_{32}| = |S_{13}| = 1 \\ \text{o} \\ S_{21} = S_{32} = S_{13} = 0, \quad |S_{12}| = |S_{23}| = |S_{31}| = 1 \end{array} \tag{III.7}$$

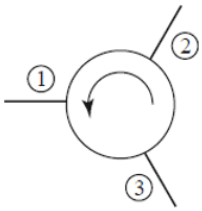
lo que da lugar a un dispositivo no recíproco ya que $S_{ij} \neq S_{ji}$ para $i \neq j$.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$



a)

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$



b)

Figura III.1 Dos tipos de circuladores y sus matrices de scattering. a) Circulación en sentido horario. b) Circulación en sentido antihorario. [2]

2. Una red de 3 puertos, sin pérdidas y recíproca, puede realizarse si sólo tiene dos puertos adaptados (el otro no). Asumiendo adaptados el puerto 1 y 2:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \tag{III.8}$$

Para que el dispositivo no presente pérdidas, S debe ser unitaria

$$\begin{aligned} S_{13}{}^{*}S_{23} &= 0 & |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 &= 1 \\ S_{12}{}^{*}S_{13} + S_{23}{}^{*}S_{33} &= 0 & |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 \\ S_{23}{}^{*}S_{12} + S_{33}{}^{*}S_{13} &= 0 & |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 &= 1 \end{aligned} \tag{III.9}$$

de lo que se deduce que

$$\left.\begin{aligned} |S_{13}| = |S_{23}| \\ S_{13} = S_{23} = 0 \end{aligned}\right\} \rightarrow |S_{12}| = |S_{33}| = 1 \tag{III.10}$$

es decir, dos puertos adaptados y el otro no.

3. Finalmente, si la red es con pérdidas, se puede obtener un dispositivo de 3 puertos adaptados y recíproco, este es el caso del divisor resistivo, que se explicará más adelante. Además, se puede conseguir aislamiento entre sus puertos de salida añadiendo una resistencia $S_{23} = S_{32} = 0$, formando así un divisor Wilkinson.

En conclusión, las propiedades anteriormente expuestas se pueden resumir en:

- No es posible tener una red de 3 puertos recíproca, sin pérdidas y con sus tres puertos adaptados.
- Una red de 3 puertos, sin pérdidas y recíproca, puede realizarse sólo si tiene dos puertos adaptados (el otro no).
- Si la red es no recíproca es posible tener los tres puertos adaptados.
- Si la red es con pérdidas, se puede obtener un dispositivo de 3 puertos, adaptado en todos ellos y recíproco.

III.1.2 Tipos de divisores de tres puertos

Una vez vistas las propiedades, se muestran a continuación algunos tipos de divisores de potencia.

III.1.2.1 Divisor de potencia T-Junction

El divisor de potencia T-junction es una red simple de tres puertos que se puede utilizar tanto para dividir como combinar la potencia, y puede ser implementada en cualquier tipo de línea de transmisión.

Existen dos tipos de divisores:

- Divisor sin pérdidas
- Divisor resistivo

El divisor sin pérdidas se puede modelar como la unión de tres líneas de transmisión como se puede observar en la *Figura III.2*.

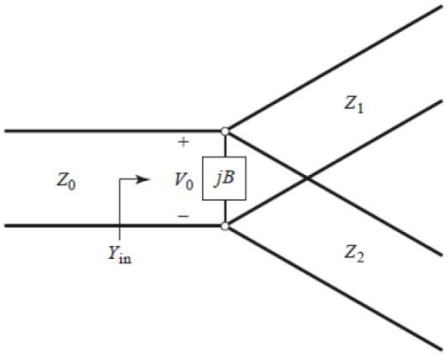


Figura III.2 Modelo de un divisor sin pérdidas. [2]

En general, en la discontinuidad que supone la unión, existirán campos y modos de orden superior por lo que se almacenará energía. Dicha discontinuidad se puede modelar como una reactancia B.

Para adaptarlo a la impedancia característica de entrada Z_0, se tiene que cumplir

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \tag{III.11}$$

Asumiendo que las líneas de transmisión no tienen pérdidas (o con bajas pérdidas), las impedancias características serán reales. Si además $B = 0$, se tiene

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \tag{III.12}$$

En el caso de que B sea diferente de 0, se debería utilizar algún elemento reactivo que compense su valor.

Los valores de Z_1 y Z_2 se pueden seleccionar para conseguir diferentes relaciones de división. Si se quiere diseñar un divisor de 3 dB (misma potencia en ambas salidas del divisor) con una impedancia característica de entrada de 50 Ω, bastará con que $Z_1 = Z_2 = 100\ \Omega$.

Para concluir, un divisor sin pérdidas posee las siguientes propiedades:

- Las impedancias Z_1 y Z_2 son distintas de Z_0.
- Si por especificaciones de diseño la salida tiene que tener la misma impedancia Z_0 que la entrada se podrán utilizar transformadores $\lambda/4$.
- Si en las salidas se consigue adaptación la entrada también lo estará.
- No existe aislamiento entre los puertos de salida.

Un divisor resistivo se puede diseñar para que tenga todos sus puertos adaptados, pero los dos puertos de salida no pueden estar aislados. En la *Figura III.3* se puede observar un divisor resistivo con un factor de división de 3 dB y el valor de impedancia necesario para las resistencias que lo conforman.

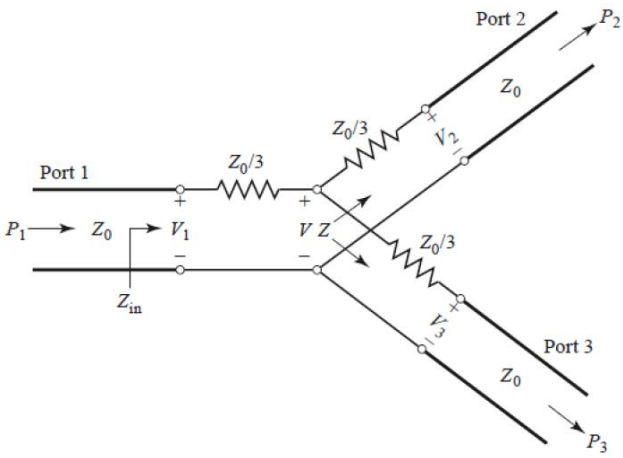


Figura III.3 Esquema de un divisor resistivo de 3 puertos. [2]

Observando la matriz de scattering de dicho dispositivo *(III.13),* se puede observar que no es unitaria, y se puede deducir que la mitad de la potencia entregada a la entrada se pierde, dicha potencia es disipada por las resistencias.

$$[S] = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.13)}$$

III.1.2.2 Divisor de potencia Wilkinson

Como se ha expuesto en el *Apartado III.1.1 Propiedades básicas de las redes de tres puertos,* se puede diseñar una red de tres puertos con pérdidas, adaptación en todos sus puertos y con aislamiento entre los puertos de salida, tal red se conoce como divisor de potencia Wilkinson.

El divisor Wilkinson presenta la propiedad de no tener pérdidas cuando los puertos de salida están adaptados, ya que solo la potencia reflejada en los puertos de salida es disipada por el dispositivo.

Se puede diseñar para obtener cualquier división de potencia, y su estructura se representa en la *Figura III.4*.

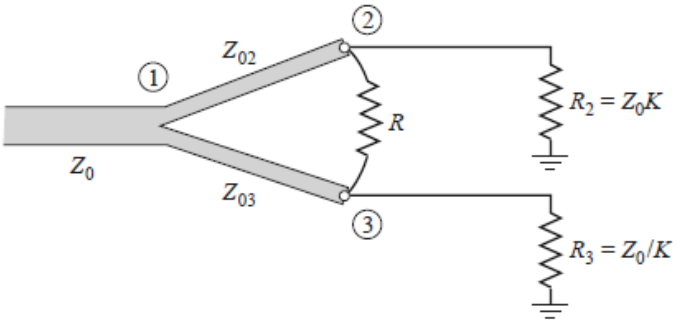


Figura III.4 Divisor de potencia Wilkinson. [2]

Donde la longitud eléctrica de Z_{02} y Z_{03} es $\lambda/4$, la relación de potencia entre las salidas 2 y 3 es K

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2} \tag{III.14}$$

y los valores de Z_{02} , Z_{03} y R

$$Z_{03} = \frac{Z_0\sqrt{(1+K^2)}}{K^3} \tag{III.15}$$

$$Z_{02} = Z_0\sqrt{K(1+K^2)} \tag{III.16}$$

$$R = Z_0\left(K + \frac{1}{K}\right) \tag{III.17}$$

Las impedancias de los puertos de salida:

$$R_2 = Z_0 K \tag{III.18}$$

$$R_3 = \frac{Z_0}{K} \tag{III.19}$$

Si se tratase de un divisor Wilkinson variable, división de potencia K diferente de unidad, las impedancias de salida de los puertos 2 y 3 no serían Z_0, por lo que se deberían diseñar adaptadores de impedancia.

III.2 Redes de cuatro puertos (Acopladores direccionales)

A continuación, se detallan las propiedades básicas de los acopladores direccionales, así como algunos ejemplos de ellos y su funcionamiento.

III.2.1 Propiedades básicas de las redes de cuatro puertos

La matriz de scattering de una red recíproca de cuatro puertos tiene la siguiente forma

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \tag{III.20}$$

Si la red no tiene pérdidas, resultan 10 ecuaciones para la unitariedad (conservación de la energía).

Si se considera el producto de la fila 1 por la fila 2, y la fila 4 por la fila 3 resulta

$$\begin{gathered} S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0 \\ S_{14}^* S_{13} + S_{24}^* S_{23} = 0 \end{gathered} \tag{III.21}$$

y multiplicando la primera por S_{24}^* y la segunda por S_{13}^* y restándolas, resulta

$$S_{14}^*(|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0 \tag{III.22}$$

Del mismo modo, si se multiplica la fila 1 por la 3 y la 4 por la 2

$$\begin{aligned} S_{12}^{*}S_{23} + S_{14}^{*}S_{34} = 0 \\ S_{14}^{*}S_{12} + S_{34}^{*}S_{23} = 0 \end{aligned} \tag{III.23}$$

y multiplicando la primera por S_{12} y la segunda por S_{34} y restándolas, resulta

$$S_{23}(|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0 \tag{III.24}$$

Para que *(3.22)* y *(3.24)* se cumplan tiene que darse que $S_{14} = S_{23} = 0$, lo que da lugar a un acoplador direccional. Con estas condiciones los autoproductos de las filas resultan

$$\begin{aligned} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \\ |S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \end{aligned} \tag{III.25}$$

simplificándose en

$$\begin{aligned} |S_{13}| = |S_{24}| \\ |S_{12}| = |S_{34}| \end{aligned} \tag{III.26}$$

Eligiendo las fases de referencia de tres de los cuatro puertos se podrá hacer una mayor simplificación. Por lo tanto, fijando $S_{12} = S_{34} = \alpha, S_{13} = \beta e^{j\Theta}$ y $S_{24} = \beta e^{j\phi}$, donde α y β son reales, y θ y ϕ son constantes de fase a determinar. El producto de las filas dos y tres es

$$S_{12}^{*}S_{13} + S_{24}^{*}S_{34} = 0 \tag{III.27}$$

lo que da una relación entre las constantes de fase restantes de

$$\theta + \phi = \pi \pm 2n\pi \tag{III.28}$$

Considerando que $n = 1$, es decir se ignoran los múltiplos enteros de 2π, se obtienen dos soluciones

1. Acoplador simétrico: $\theta = \phi = \pi/2$. Lo que resulta en la matriz de scattering

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \tag{III.29}$$

2. Acoplador antisimétrico: : $\theta = 0, \phi = \pi$. Lo que resulta en la matriz de scattering

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & -\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ -\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \tag{III.30}$$

Para caracterizar el comportamiento de un acoplador direccional se usan los siguientes parámetros

- Acoplo: fracción de potencia de la entrada que se acopla al puerto de salida

$$C = 10\log\frac{P_1}{P_3} = -20\log\beta \ dB \tag{III.31}$$

- Directividad: aislamiento entre el puerto acoplado del aislado

$$D = 10\log\frac{P_3}{P_4} = -20\log\frac{\beta}{|S_{14}|} \ dB \tag{III.32}$$

- Aislamiento: potencia entregada al puerto aislado

$$I = 10\log\frac{P_1}{P_4} = -20\log\ |S_{14}| \ dB \tag{III.33}$$

- Pérdidas de inserción: fracción de potencia de la entrada entregada al puerto de salida

$$L = 10\log\frac{P_1}{P_2} = -20\log\ |S_{12}| \ dB \tag{III.34}$$

III.2.2 Tipos de divisores de tres puertos

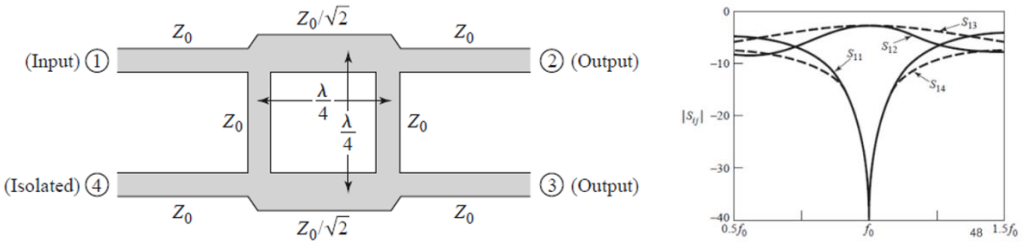
Una vez vistas las propiedades, se muestran a continuación algunos tipos de acopladores direccionales.

<u>III.2.2.1 Acoplador híbrido 90º</u>

El híbrido de 90º o híbrido en cuadratura, es un acoplador direccional de 3 dB con una diferencia de fase entre sus puertos de salida de 90º. Su matriz de scattering se corresponde con

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{III.35}$$

Observando su geometría en la *Figura III.5*, se puede ver una gran simetría por lo que cualquier puerto se puede utilizar como entrada. El puerto de salida siempre estará situado en el lado opuesto de la entrada y el puerto aislado será contiguo al de entrada.



a) *b)*

Figura III.5 a) Geometría de un híbrido de cuadratura. b) Comportamiento en frecuencia de un híbrido en cuadratura. [2]

El diseño está basado en el uso de transformadores lambda/cuartos, lo que hace que en la práctica el ancho de banda de funcionamiento sea reducido (10%-20%). Este se puede aumentar utilizando transformadores multi-sección. También es posible realizar divisiones de potencia asimétricas en los puertos de salida.

III.2.2.2 Acoplador híbrido 180º

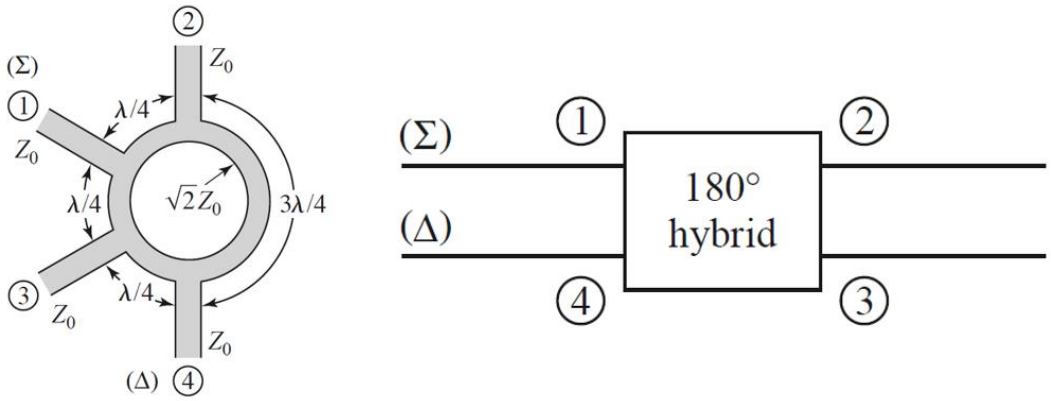
El híbrido de 180º, es un acoplador direccional de 3 dB con una diferencia de fase entre sus puertos de salida de 180º. Su matriz de scattering se corresponde con

$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.36}$$

También se puede configurar para tener las dos salidas en fase. Cuando funciona como divisor:

- Al aplicar una señal por el puerto 1, ésta se divide en dos señales en fase en los puertos 2 y 3, mientras que el puerto 4 está aislado.
- Cuando la señal de entrada se aplica por el puerto 4, ésta se divide en dos señales iguales con un desfase de 180º entre los puertos 2 y 3, mientras que el puerto 1 está aislado.

Cuando opera como combinador aplicando señales de entrada en los puertos 2 y 3, las dos señales se suman en el puerto 1, la diferencia de ambas aparece en el puerto 4. Los puertos 1 y 4 son conocidos como puertos suma y diferencia respectivamente.



a) b)

Figura III.8 Esquema de un acoplador híbrido 180º. a) Longitudes eléctricas e impedancias de las líneas que lo forman. b) Identificación de los puertos suma y resta. [2]

Del mismo modo que el híbrido en cuadratura, el híbrido de 180º está formado por líneas lambda/cuartos de manera que funcionará correctamente para ciertas frecuencias, haciendo así que el ancho de banda de funcionamiento sea reducido.

Capítulo IV: Adaptadores de impedancia

En el presente capítulo se detallan principios teóricos generales de algunos ejemplos de transformadores de impedancias que se basan en la teoría de pequeñas reflexiones. El desarrollo de este capítulo se basa en las ecuaciones enunciadas en [2] y [4].

IV.1 Transformador lambda cuartos

El transformador lambda-cuartos es el adaptador de impedancias más sencillo y usado para conseguir la impedancia deseada en una línea de transmisión. Se trata de una línea de transmisión con longitud eléctrica $\lambda/4$ a la frecuencia de diseño. El ancho de banda de funcionamiento de un transformador lambda-cuartos suele ser estrecho, aunque éste puede ser aumentado utilizando múltiples secciones de transformadores lambda-cuartos en lugar de una única.

Los adaptadores lambda-cuartos tienen la desventaja de que solo puede adaptar impedancias reales. Si se quisiera adaptar impedancias complejas se deberían utilizar elementos reactivos o inductivos en serie o paralelo para compensar la parte imaginaria, y posteriormente implementar el adaptador lambda-cuartos.

A continuación, en la F*igura IV.1* se puede observar la configuración de un adaptador lambda-cuartos de una sección y las demostraciones teóricas a partir de las cuales se obtiene su valor de impedancia y longitud.

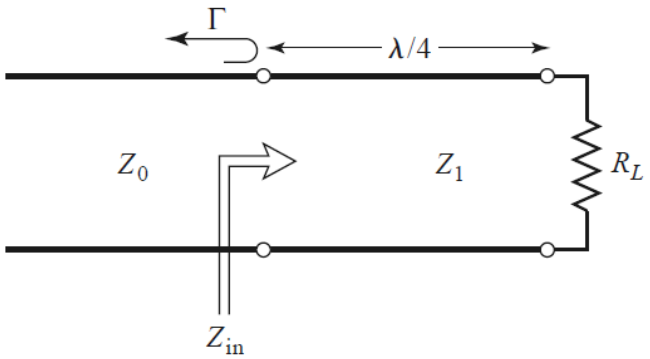


Figura IV.1 Adaptador lambda-cuartos de una sección. [2]

Suponiendo que la impedancia de carga R_L y la impedancia de entrada Z_0 son reales y conocidas, y que están conectadas por una línea de transmisión sin pérdidas de longitud $\lambda/4$ e impedancia característica Z_1, se desea adaptar la impedancia de la carga a la de la línea de entrada. Se tiene que la impedancia Z_{in}

$$Z_{in} = Z_1 \frac{R_L + JZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + JR_L \tan \beta l} \tag{IV.1}$$

En el que caso en que $l = \lambda/4$, se tiene que $\beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$, se divide el numerador y denominador entre βl y cogiendo el limite en $\beta l \to \pi/2$ se obtiene que

$$Z_{in} = \frac{{Z_1}^2}{R_L} \tag{IV.2}$$

Sabiendo que el coeficiente de reflexión es

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \tag{IV.3}$$

y para que no haya pérdidas por reflexiones $\Gamma = 0$, se tiene que dar que $Z_{in} = Z_0$, lo que significa que Z_1 tiene que ser

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \tag{IV.4}$$

Dicha adaptación ocurre únicamente cuando la longitud del adaptador es $\lambda/4$ o un múltiplo impar de $\lambda/4$, entonces habrá una adaptación perfecta a la frecuencia de diseño, pero desadaptación a otras frecuencias.

IV.2 Transformador binomial multisección o maximalmente plano

Los adaptadores lambda-cuartos son capaces de adaptar dos impedancias diferentes a una frecuencia de diseño, pero su ancho de banda es estrecho, debido a que la longitud de onda varía con la frecuencia y las dimensiones del adaptador son fijas. Por lo que, para conseguir un ancho de banda mayor se pueden utilizar múltiples secciones de longitud fija en vez de una única, esto se puede observar en la *Figura IV.2*.

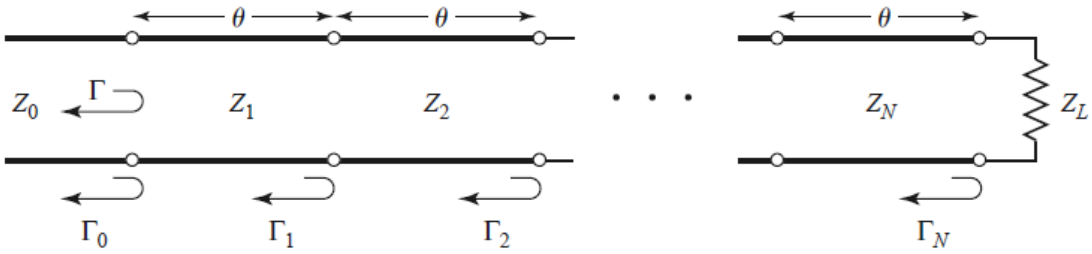


Figura IV.2 Adaptador de impedancias multisección. [2]

La respuesta en la banda de paso, es decir la banda de frecuencias donde se obtiene adaptación, de un transformador binomial es óptima, ya que para un número N de secciones la respuesta es lo más plana posible. Este diseño binomial del transformador se determina haciendo que las primeras $N-1$ derivadas de $|\Gamma(\theta)|$ sean cero a la frecuencia central de diseño f_0, donde el coeficiente de reflexión es

$$\Gamma(\theta) = A(1 + e^{l2j\theta})^N \tag{IV.5}$$

El módulo del coeficiente de reflexión entonces es

$$|\Gamma(\theta)| = |A|\left|e^{-j\theta}\right|^N \left|e^{j\theta} + e^{-j\theta}\right|^N = 2|A||\cos\theta|^N \tag{IV.6}$$

El único término no constante en *(IV.5)* es $\cos\theta$, por lo que $|\Gamma(\theta)| = 0$ cuando $|\Gamma(\theta)| = \pi/2$ y $d^n|\Gamma(\theta)|/d\theta^n = 0$ para $\theta = \pi/2$ para $n = 1,2,\dots,N-1$. Nótese que $\theta = \pi/2$ corresponde a la frecuencia central, f_0, cuando $l = \lambda/4$ y por lo tanto $\theta = \beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$.

Se puede determinar la constante A haciendo que la frecuencia sea igual a 0, por lo que $\theta = \beta l = 0$, y por lo tanto $|\cos\theta|^N = 1$ haciendo que *(IV.5)* se simplifique a

$$\Gamma(\theta) = 2^N A = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{IV.7}$$

Cuando la frecuencia es cero las longitudes de las secciones son nulas, por lo que la constante *A* queda

$$A = 2^{-N}\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{IV.8}$$

Y al expandir $\Gamma(\theta)$ en como una expansión binomial

$$\Gamma(\theta) = A\left(1 + e^{l2j\theta}\right)^N = A\sum_{n=0}^{N} C_n^N e^{-2jn\theta} \tag{IV.9}$$

donde

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!\,n!} \tag{IV.10}$$

que son los coeficientes binomiales. Dichos coeficientes cumplen que $C_n^N = C_{N-n}^N$, $C_0^N = 1$ y $C_1^N = N = C_{N-1}^N$. Igualando *(IV.9)* al coeficiente de reflexión de un adaptador multisección se obtiene

$$\Gamma(\theta) = A\sum_{n=0}^{N} C_n^N e^{-2jn\theta} = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \cdots + \Gamma_N e^{-2jN\theta} \tag{IV.11}$$

De esta igualdad se deduce que $\Gamma_n = A\,C_n^N$, donde A se obtiene de *(IV.8)* y C_n^N es un coeficiente binomial. Asumiendo que Γ_n tiene valores muy pequeños, se pueden aproximar los coeficientes de reflexión como

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \cong \frac{1}{2}\ln\frac{Z_{n+1}}{Z_n} \tag{IV.12}$$

dado que $\ln x \cong 2(x-1)/\,(x+1)$ para valores de x cercanos a la unidad. Entonces usando (IV.11), (IV.7) y que $\Gamma_n = A\,C_n^N$, se obtiene que

$$\ln\frac{Z_{n+1}}{Z_n} \cong 2\Gamma_n = 2A\,C_n^N = 2(2^{-N})\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\,C_n^N \cong 2^{-N}\,C_n^N \ln\frac{Z_L}{Z_0} \tag{IV.13}$$

Con dicha expresión es posible calcular la impedancia de Z_{n+1}empezando en $n = 0$. Utilizando las propiedades de los logaritmos para simplificar *(IV.13)* se obtiene

$$\mathrm{Z}_{n+1} \cong Z_n \cdot e^{2^{-N\,C_n^N \cdot \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)}} \tag{IV.14}$$

Si se quisieran resultados exactos, incluyendo los efectos de las múltiples reflexiones en cada sección, se podrían calcular usando las ecuaciones de la línea de transmisión para cada sección y resolviendo numéricamente su impedancia característica. En [2], apartado *Impedance Matching and Tuning* , se especifica cómo realizar cálculos de adaptadores binomiales de hasta 6 secciones.

En la *Figura IV.3* se puede observar una representación del coeficiente de reflexión en función de la frecuencia y del número de secciones en un adaptador de impedancias binomial multisección.

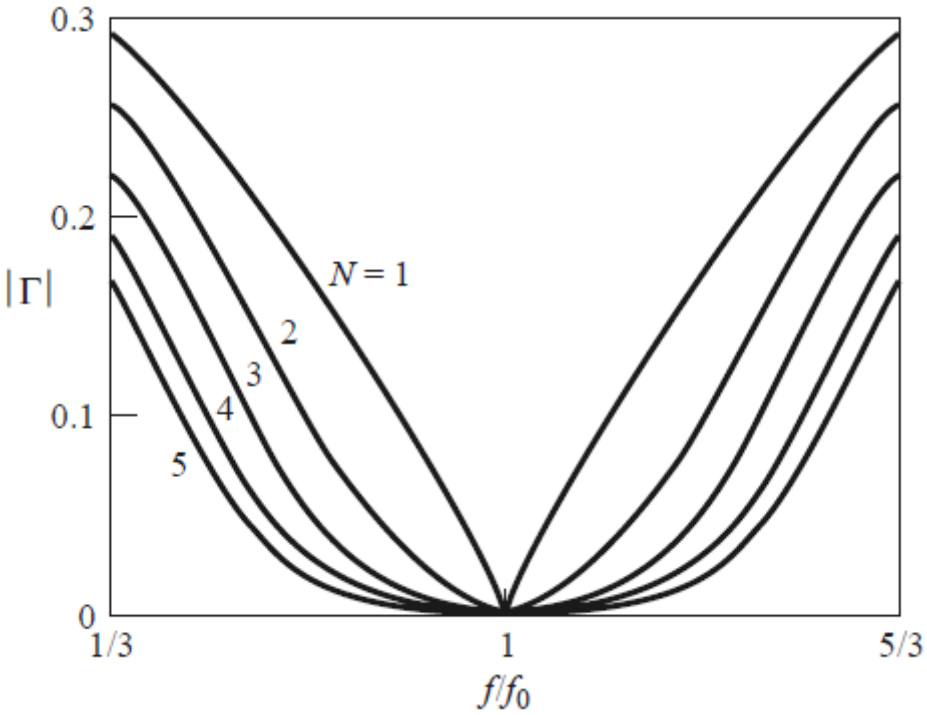


Figura IV.3 Magnitud del coeficiente de reflexión respecto a la frecuencia y secciones del adaptador binomial. [2]

Se observa que se obtiene un mejor ancho de banda, la respuesta en frecuencia se aplana, cuantas más secciones conforman el adaptador.

Capítulo V: Fundamentos de las antenas parche y agrupaciones de antenas

A continuación, se van a detallar los fundamentos generales de las antenas parche microstrip, métodos de análisis, métodos de alimentación, así como principios teóricos y funcionamiento de las agrupaciones de antenas. Este apartado está basado principalmente en los conceptos expuestos en [3], [5] y [6].

V.1 Elementos radiantes

V.1.1 Teoría general de antenas parche microstrip

Las antenas impresas consisten en un parche metálico dispuesto sobre un sustrato dieléctrico colocado encima de un plano metálico, tal y como se muestra en la *Figura V.1*. El parche es habitualmente de forma rectangular o circular, y de dimensiones del orden de media longitud de onda.

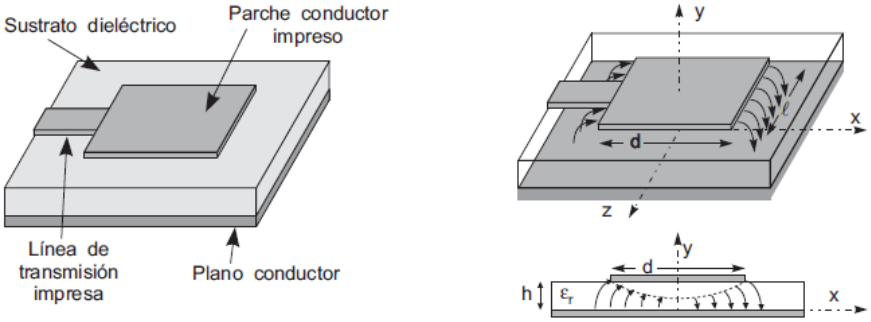


Figura V.1 Antenas impresas: a) Esquema. b) Distribución de campos en la estructura. [5]

Las principales limitaciones de las antenas impresas son su reducido ancho de banda, debido a que están formadas por estructuras resonantes, y su baja eficiencia, ya que de la energía que se acumula en la región formada entre el parche y el plano de masa sólo una pequeña porción es radiada al espacio.

Cabe destacar que las propiedades del sustrato van a jugar un papel fundamental en el funcionamiento y diseño de la antena. Se utilizan muchos sustratos diferentes para su construcción, cuyas constantes dieléctricas normalmente están acotadas entre $2.2 \leq \varepsilon_r \leq 12$. Los sustratos que consiguen un mejor rendimiento de la antena son aquellos cuyo dieléctrico es grueso y cuya constante dieléctrica es baja, ya que consiguen una mejor eficiencia, un mayor ancho de banda y menos pérdidas en la radiación de campos, pero a cambio de un mayor tamaño del elemento radiante.

En cuanto a su funcionamiento, cuando se aplica voltaje en el punto de alimentación del radiador se excita una corriente o modo en el parche, lo que genera campos eléctricos verticales entre el parche y el plano de masa.

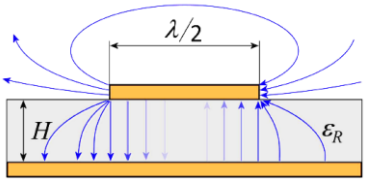


Figura V.2 Distribución de campos desde otra perspectiva.

Debido a que las ranuras formadas, entre los bordes del parche y el plano de masa, están separadas $\lambda/2$, los campos radiados se añaden constructivamente creando así un radiador resonante eficiente. Cuya eficiencia, como se ha reseñado antes, dependerá de la constante dieléctrica del sustrato ε_r y su altura h.

Desde el punto de vista de circuito equivalente, cuando el punto de alimentación está cerca del borde del parche, un voltaje elevado y una corriente mínima serán vistos por el punto de alimentación, resultando en una impedancia de entrada alta. Si por el contrario el punto de alimentación se encuentra en el centro del parche, la impedancia de entrada será cercana a cero, ya que el voltaje es mínimo y por lo tanto la corriente será máxima, presentando una impedancia baja. Por lo que la ubicación de la alimentación puede usarse para controlar la impedancia de entrada de la antena.

V.1.2 Parche rectangular

Es el más usado, tiene forma rectangular y su patrón de radiación es omnidireccional, aunque la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal debido a que se considera un plano de tierra infinito que bloquea la radiación hacia la parte inferior.

Es fácil modelar su funcionamiento utilizando los métodos de líneas de transmisión y de cavidades. El modelo de líneas de transmisión considera que los bordes de la antena son dos aperturas que radian. Cada apertura posee una anchura W (anchura de la antena) y una altura h (altura de la antena) separadas una distancia L (longitud de la antena).

Las aperturas son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia *G* y una susceptancia *B*. En la *Figura V.3* se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular con el modelo de línea de transmisión.

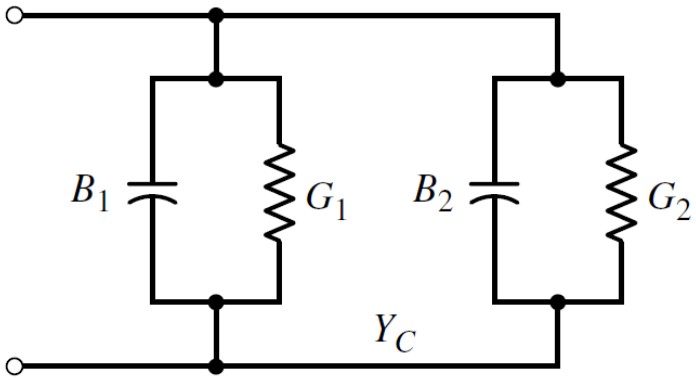


Figura V.3 Circuito equivalente antena rectangular con el modelo de línea de transmisión. [6]

La distribución de los campos que se producen en los bordes de una antena parche microstrip presenta los llamados *fringing effects*, los campos se desbordan en los extremos de la antena, estos efectos varían dependiendo de la frecuencia de operación, así como de los sustratos utilizados. Al producirse este efecto en dos medios distintos (aire y sustrato) la distribución de campos será distinta, debido a que cada medio tiene una permitividad eléctrica diferente.

Por lo que para evitar este efecto se define un nuevo parámetro, la permitividad eléctrica efectiva ε_{eff}

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W}\right]^{-1/2} \tag{V.1}$$

Donde ε_r es la permitividad eléctrica del sustrato, h el grosor del sustrato y W el ancho del parche microstrip, calculado mediante la siguiente expresión

$$W = \frac{c}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{er} + 1}} = \frac{\lambda}{2}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{er} + 1}} = \tag{V.2}$$

siendo c la velocidad de la luz en el vacío y f_r la frecuencia de operación.

Debido a los efectos provocados por los *fringing effects,* la antena parche microstrip es eléctricamente mayor que sus dimensiones físicas, por lo que se debe realizar una corrección para obtener la longitud real de la antena

$$\Delta L = 0.412\, h\frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \tag{V.3}$$

Lo que resulta en una longitud real de la antena parche rectangular

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} - 2\Delta L \tag{V.4}$$

V.1.3 Parche circular

El siguiente tipo de antena microstrip más usado son los parches circulares, su estructura es idéntica al del parche rectangular, está formado por un plano de masa y un conductor, con forma circular, separados por un material dieléctrico. Posee un diagrama de radiación similar al del parche rectangular.

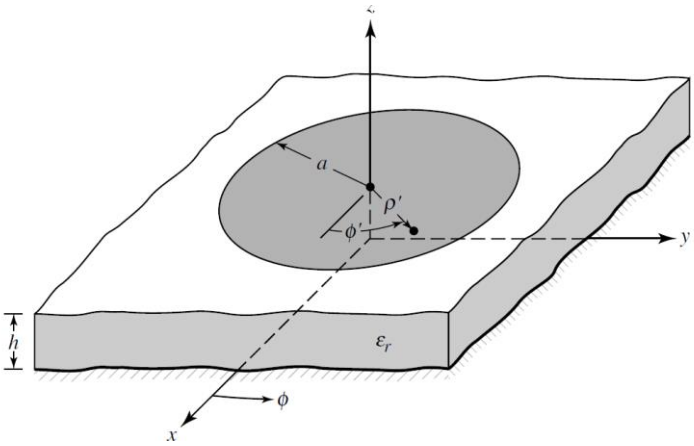


Figura V.4 Geometría de una antena parche circular. [6]

Al igual que en los parches rectangulares, para su diseño se deberán tener en cuenta los *fringing effects,* que hacen que el parche sea eléctricamente más largo de lo que es físicamente, por lo que hay que introducir un factor de corrección. El radio del parche es, por lo tanto

$$\mathrm{a} = \frac{F}{\left\{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r F}\left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1.7726\right]\right\}^{1/2}} \tag{V.5}$$

donde

$$\mathrm{F} = \frac{8.791 \cdot 10^9}{f_r\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{V.6}$$

siendo ε_r la permitividad eléctrica del sustrato, h el grosor del sustrato (en centímetros) y f_r la frecuencia de operación.

V.1.4 Parches apilados

Uno de los principales problemas que presentan las antenas parche microstrip es su banda de funcionamiento, la cual es muy estrecha. La técnica de los parches apilados resulta ampliamente conocida a la hora de mejorar el ancho de banda. Este método consiste en acoplar de forma parásita, otro parche microstrip al parche alimentado, esto se realiza situando dos parches, uno sobre el otro, a una distancia h.

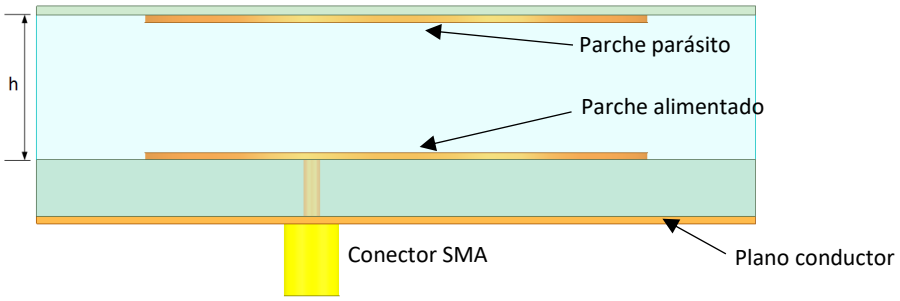


Figura V. 5 Ejemplo de configuración de parches apilados.

Cada uno de los parches resuena a una frecuencia distinta pero cercanas entre sí, por lo que las respuestas de los parches se combinan, aumentando el ancho de banda.

V.1.5 Métodos de alimentación de antenas microstrip

Los cuatro métodos más comunes para alimentar una antena parche son los siguientes:

- **Alimentación por línea microstrip:** La transferencia de energía se realiza por contacto físico, se utiliza una línea microstrip con un ancho considerablemente menor que el del parche. Es el método más sencillo de realizar, sin embargo, el que peor eficiencia presenta en relación al ancho de banda y acoplamiento.
- **Alimentación por pin o sonda:** La transferencia de energía se realiza por contacto físico, un pin alimenta directamente al elemento radiante desde abajo, es muy sencilla de fabricar e implementar, disminuye la radiación espúrea, pero el ancho de banda disminuye igualmente.

- **Alimentación por acoplamiento por proximidad (Edge-fed):** La transferencia de energía se realiza por acoplamiento del campo electromagnético, en este método se tiene la antena parche sobre un sustrato dieléctrico y en su parte inferior una línea de alimentación sobre otro sustrato eléctrico con un plano de tierra. Tiene el mayor ancho de banda de las cuatro y es fácil de diseñar, pero su construcción es más difícil que las anteriores.
- **Alimentación por acoplamiento por ranura(Probe-fed):** La transferencia de energía se realiza por acoplamiento del campo electromagnético, es la más difícil de fabricar de las cuatro y tiene un ancho de banda muy estrecho. La ranura de acoplamiento está formada por dos sustratos separados por un plano de masa. En el sustrato inferior hay una línea microstrip de alimentación la cual acopla al parche a través de la ranura que hay entre ambos sustratos.

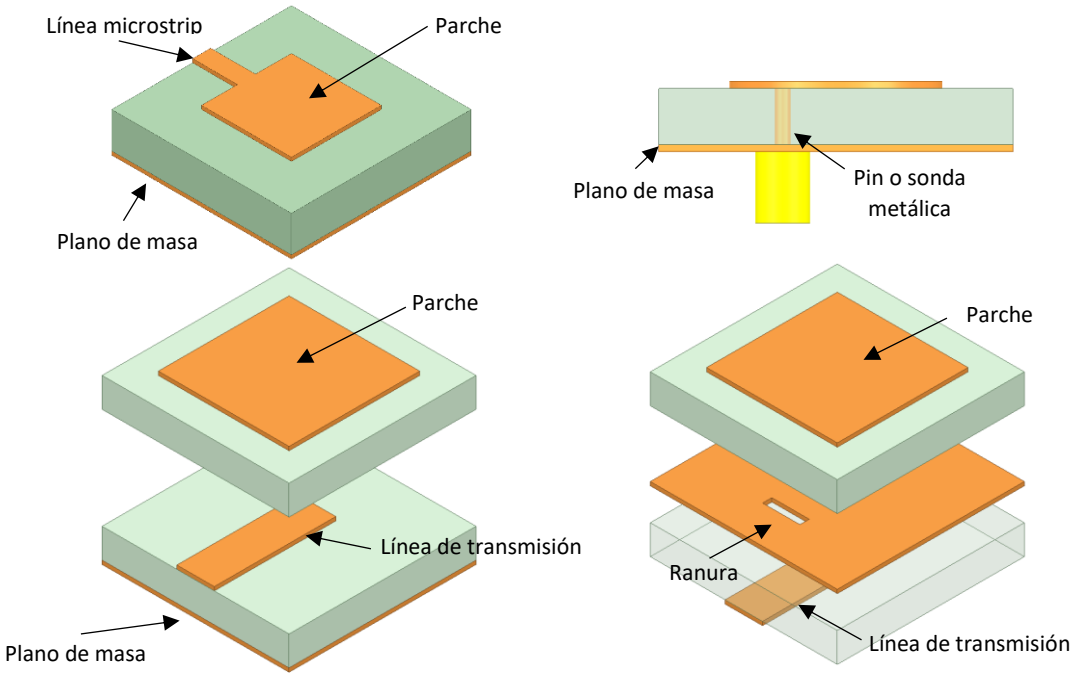


Figura V.6 Alimentación de un parche por línea microstrip, pin o sonda, acoplamiento por proximidad y acoplamiento por ranura.

V.1.6 Polarización

Al analizar la radiación de una antena en cada punto del espacio existirá un vector de campo $\vec{E}(\vec{r},t)$, función de la posición y del tiempo. La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica que describe, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

En función de cómo sea esta forma que trace la onda radiada se clasifica el tipo de polarización:

- **Polarización lineal:** la figura geométrica que proyecta es una línea recta.

- **Polarización circular:** la figura geométrica que proyecta es una circunferencia. En función del sentido de giro puede ser polarización circular a izquierdas o polarización circular a derechas.
- **Polarización elíptica:** la figura geométrica que proyecta es una elipse. En función del sentido de giro puede ser a izquierdas o a derechas.

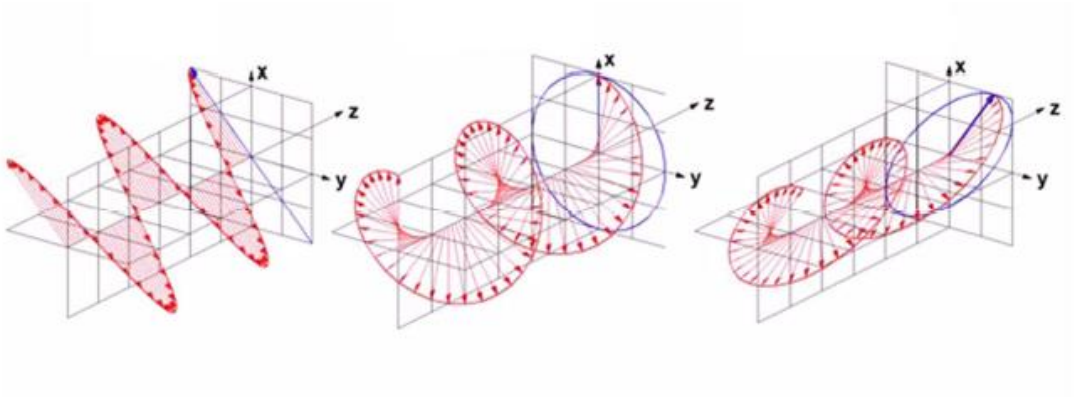


Figura V.7 Polarización lineal, circular y elíptica. [3]

El sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio de avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en el sentido de las agujas del reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario (antihorario).

Este campo radiado puede ser representado como dos componentes ortogonales entre sí: una componente con la polarización deseada (copolar) y otra con una polarización contraria a la que ya se tiene (contrapolar).

$$\vec{E}(\theta,\phi) = E_{CP}(\theta,\phi)\hat{\mu}_{CP} + E_{XP}(\theta,\phi)\hat{\mu}_{XP} \tag{V.7}$$

Que en el caso de la polarización lineal se pueden transformar las componentes E_θy E_ϕ en copolar y contrapolar.

$$E_{CP}(\theta,\phi) = E_\theta(\theta,\phi)\cdot\sin\phi + E_\phi(\theta,\phi)\cdot\cos\phi \tag{V.8}$$

$$E_{XP}(\theta,\phi) = E_\theta(\theta,\phi)\cdot\cos\phi - E_\phi(\theta,\phi)\cdot\sin\phi \tag{V.9}$$

Y si se tratara de polarización circular estas componentes de campo se convierten en circular a derechas RHCP y a izquierdas LHCP, ya que en polarización circular no se habla de copolar y contrapolar.

$$E_{RHC}(\theta,\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}\,(E_\theta - \mathrm{j}E_\phi)e^{-j\phi} \tag{V.10}$$

$$E_{LHC}(\theta,\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}}\,(E_\theta + \mathrm{j}E_\phi)e^{j\phi} \tag{V.11}$$

Al diseñar una antena con polarización circular interesa que solo se radie una de las dos polarizaciones, la componente copolar. Una buena medida de cuan circular es la polarización de una onda es la Relación Axial o Axial Ratio (AR).

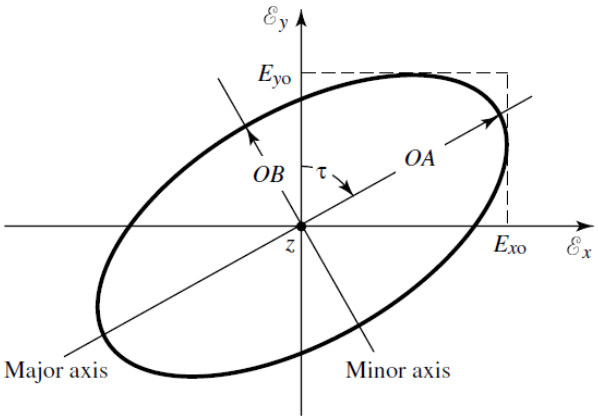


Figura V.8 Polarización elíptica.[6]

El Axial Ratio es la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse. Que en el caso de polarización circular se puede expresar como

$$AR = \frac{OA}{OB} = \frac{\left||E_{RHC}| + |E_{LHC}|\right|}{\left||E_{RHC}| - |E_{LHC}|\right|} \quad 1 \leq AR \leq \infty \begin{cases} AR = 1, Pol.Circular \\ AR = \infty, Pol.Lineal \end{cases} \tag{V.12}$$

En los diagramas de radiación se representan tanto la polarización circular a derechas (RHCP) como a izquierdas (LHCP). Cuanta mayor sea la diferencia entra ambas, menor será el valor del Axial Ratio, es decir, será más cercano a 0 dB y por lo tanto la proyección de la onda se parecerá más a una circunferencia.

V.2 Array o agrupación de antenas

Para algunas aplicaciones, dispositivos formados por un solo elemento radiante no pueden alcanzar las especificaciones de diseño requeridas, como puede ser la ganancia o una mayor directividad. Es por ello que surgen las agrupaciones de antenas, un conjunto de antenas normalmente iguales, ordenadas en el espacio que se comportan como una sola.

Este tipo de configuraciones también permiten obtener cualquier diagrama de radiación siempre y cuando la distribución de corriente entre los elementos sea la adecuada. El objetivo de una agrupación de antenas es simular el funcionamiento de antenas de mayores dimensiones o distribuciones de corriente difícilmente obtenibles empleando una única antena.

Los factores que definen un array son:

- La distancia entre elementos de la agrupación de antenas.
- La distribución de corriente global dentro del array. Mediante la variación de la amplitud se definen parámetros como la ganancia, nivel de lóbulos laterales… De la misma forma, que si se varía la fase de las corrientes se puede cambiar la dirección de apuntamiento.
- La colocación y orientación geómetrica de la agrupación de antenas.
- El diagrama de radiación de cada elemento que compone el array.

V.2.1 Teoría básica de funcionamiento

Se define una agrupación como un conjunto de N antenas iguales que radian o reciben simultáneamente. El diagrama de radiación del conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en recepción la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena.

Se tiene un conjunto de *N* antenas iguales equiespaciadas una distancia d y alineadas en el eje z. Cada antena se alimenta con corrientes I_n donde $N = 0,1, \dots, N-1$.

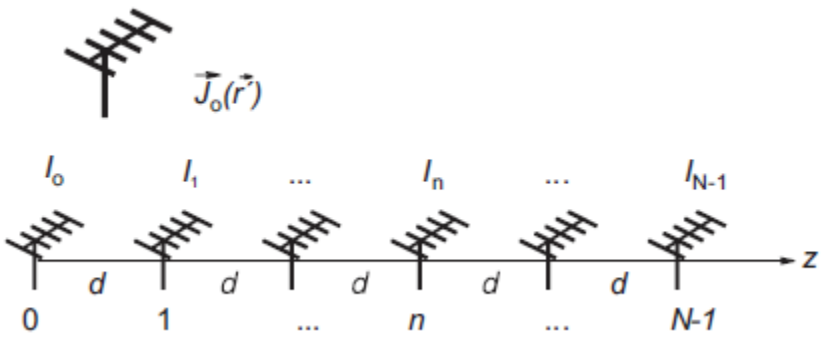


Figura V.9 Distribución de corrientes en una agrupación lineal sobre el eje z. [5]

Definiendo la distribución de corriente de una antena situada en el origen como $\vec{J_0}(\vec{r'})$ y su vector de radiación como $\vec{N_0}(\hat{r})$, se tiene que la distribución de corrientes sobre el conjunto de la agrupación puede escribirse como

$$\vec{J}(\vec{r'}) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J_0}\,(\vec{r'} - nd\hat{z}\,) \tag{V.13}$$

Expresando el sumatorio *(V.13)* como la convolución de la corriente en la antena básica con un tren de funciones delta de pesos I_n, equivalente a la secuencia discreta *I(n),* se tiene

$$\vec{J}(\vec{r'}) = \vec{J_0}(\vec{r'}\,) * \sum_{n=0}^{N-1} I_n\, \delta(\vec{r'} - nd\hat{z}\,) = \vec{J_0}(\vec{r'}\,) * I(n) \tag{V.14}$$

El vector de radiación de la agrupación es la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes. Aplicando el teorema de convolución en *(V.14)* resulta

$$\vec{N}(\hat{r}) = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r'})] = \vec{N_0}(\hat{r}) \cdot TF_{3D}[I(n)] \tag{V.15}$$

Como se trata de una distribución unidimensional en el eje z $(k_z d = kd\cos\theta)$, la expresión final para el vector de radiación es

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N_0}(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n\, e^{jnkdcos\theta} \tag{V.16}$$

De la ecuación *(V.16)*, se deduce que los fasores de alimentación poseen diferente amplitud y fase progresiva

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \tag{V.17}$$

Si se sustituye la ecuación *(V.17)* en la ecuación *(V.16)* se obtiene del vector de radiación

$$\vec{N}(\hat{r}) = \overrightarrow{N_0}(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \, e^{jn(kdcos\theta+\alpha)} \tag{V.18}$$

Del valor del vector de radiación pueden obtenerse todas las características de radiación de la antena. Por ejemplo, el campo eléctrico radiado por la agrupación será

$$\vec{E}(\hat{r}) = \overrightarrow{E_0}(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \, e^{jn(kdcos\theta+\alpha)} \tag{V.19}$$

la expresión anterior suele escribirse en función del ángulo eléctrico $\Psi = kd\cos\theta + \alpha$

$$\vec{E}(\hat{r}) = \overrightarrow{E_0}(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \, e^{jn\Psi} \tag{V.20}$$

De la ecuación *(V.20)* puede observarse que el diagrama de campo radiado por la agrupación es igual al producto del diagrama de la antena básica, $\overrightarrow{E_0}(\hat{r})$, multiplicado por un factor que tiene en cuenta la interferencia de las N ondas generados por las N antenas. Dicho factor depende únicamente de la separación entre elementos de la agrupación, de la alimentación y de la frecuencia de trabajo, y se denomina Factor de la Agrupación *(FA)*

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \, e^{jn\Psi} \tag{V.21}$$

V.2.2 Propiedades del factor de agrupación

El factor de la agrupación $FA(\Psi)$ presenta las siguientes propiedades:

1. Es una función periódica de ángulo Ψ, de periodo 2π, tal que los coeficientes a_n son los coeficientes de su serie de Fourier.
2. Como el ángulo θ, que indica la dirección de radiación en el espacio, solo toma valores reales entre 0 y π, los cuales corresponden a un intervalo de variación de Ψ

   $$\Psi \epsilon [-kd + \alpha, kd + \alpha] \tag{V.22}$$

   resulta que solamente la parte de $FA(\Psi)$ comprendida en el intervalo *(V.22)* pertenece al diagrama de radiación. A este intervalo se le denomina margen visible.

3. El tamaño del margen visible viene determinado por $2kd$ y está centrado en $\Psi = \alpha$, de forma que su tamaño es proporcional al espaciado de la agrupación, normalizado con respecto a la longitud de onda, y su posición en el eje Ψ varia con la fase progresiva.

4. Si los valores de a_n son reales y positivos, el máximo del factor de agrupación se encuentra en el origen $\Psi = 0$. Si además, el margen visible incluye el origen $\Psi = 0$ el máximo del diagrama de radiación se encuentra en la dirección del espacio

$$\Psi = kd\cos\theta_{máx} + \alpha$$
$$\theta_{máx} = \arccos\left(-\frac{\alpha}{kd}\right), |\alpha| \leq kd \tag{V.23}$$

   Por lo que según *(V.23)* se puede controlar la dirección de máximo apuntamiento variando la fase progresiva α. Es el principio de funcionamiento de las agrupaciones con barrido de fase, en las que la dirección de máximo apuntamiento se varía de forma electrónica.

5. Como el factor de la agrupación es periódico con periodo 2π, si el máximo está en $\Psi_{máx}$ existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π, $\Psi = 2m\pi + \Psi_{máx}$. Si estos máximos se encuentran dentro del margen visible aparecen múltiples máximos de radiación en el espacio real, denominados lóbulos de difracción o *grating lobes.*

   Este fenómeno sucede, en general, cuando el espaciado es de una o más longitudes de onda, aunque en ciertos casos (por ejemplo $\alpha = \pi$) pueden aparecer para espaciados comprendidos entre $\lambda/2$ y λ.

El efecto del espaciado se puede observar en la *Figura V.10*, en la que al aumentar el espaciado aumenta el margen visible, se reduce el ancho de haz y si el espaciado es suficientemente grande aparecen lóbulos de difracción.

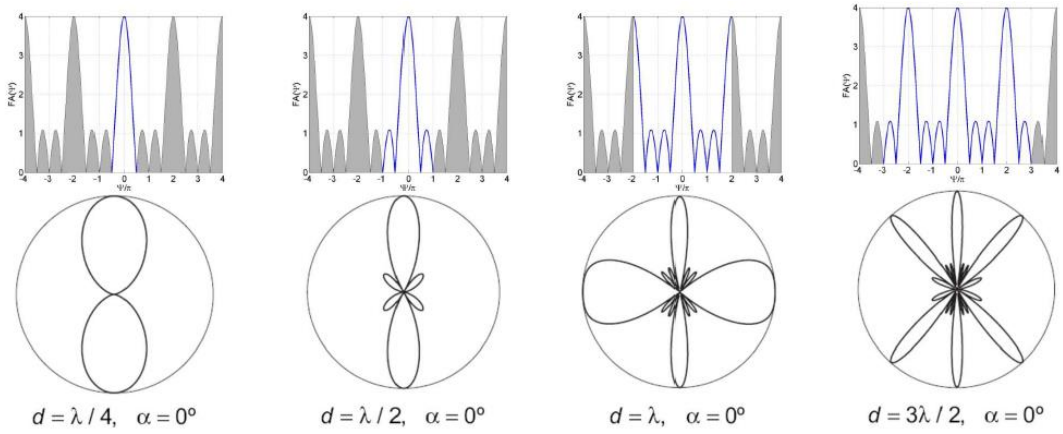


Figura V.10 Efecto del espaciado en una agrupación lineal de 4 elementos. [5]

Al variar la fase progresiva el margen visible se desplaza y el diagrama de radiación rota, cambiando la posición del máximo y por lo tanto la dirección de apuntamiento, esto se puede observar en la *Figura V.11.*

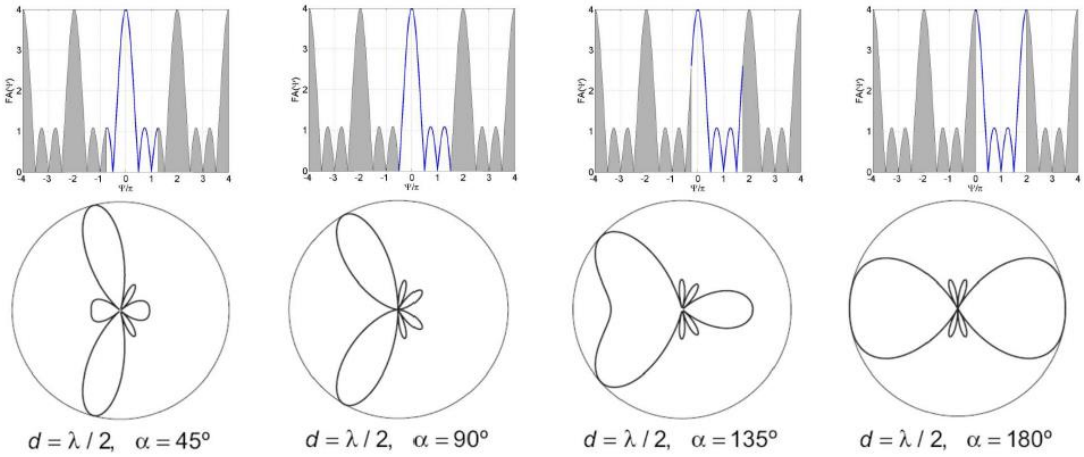


Figura V.11 Efecto de la fase progresiva en una agrupación lineal de 4 elementos. [5]

V.2.3 Distribuciones unidimensionales y bidimensionales

V.2.3.1 Distribuciones unidimensionales

Para comprender las distribuciones de corrientes unidimensionales se debe introducir el término polinomio de la agrupación, que es la transformada Z de los coeficientes de la agrupación

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \; z^n = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \cdots + a_{N-1} z^{N-1} \tag{V.24}$$

Cuya relación con el Factor de Agrupación es la siguiente

$$FA(\Psi) = P(z)|_{z=e^{j\Psi}} \tag{V.25}$$

por lo que el factor de una agrupación corresponde al polinomio de la misma muestreado sobre la circunferencia del círculo unidad. Cada período 2π en Ψ del factor de la agrupación corresponde a una vuelta sobre el círculo unidad en el plano Z.

A continuación, se describirán brevemente las distribuciones unidimensionales más utilizadas y su polinomio de la agrupación:

- **Uniforme**

Es aquella en la que se alimentan todas las antenas con igual amplitud, por su sencillez es de las más utilizadas en la práctica. El polinomio de la agrupación es

$$a_n = 1$$

$$P(z) = \; 1 + z + z^2 + \cdots + z^{N-1} = \frac{z^N - 1}{z - 1} \tag{V.26}$$

- **Triangular**

La distribución de corrientes triangular se define para un número impar de antenas

$$a_n = \begin{cases} n+1 \;\; n < \dfrac{N}{2} \\ N-n \;\; n > \dfrac{N}{2} \end{cases} \tag{V.27}$$

$$P(z) = \; 1 + 2z + 3z^2 + \cdots + 3z^{N-3} + 2z^{N-2} + z^{N-1}$$

El polinomio de una distribución triangula es igual al de una uniforme de $(N+1)/2$ antenas elevado al cuadrado

$$P(z)\left[\sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} z^n\right]^2 = \left[\frac{z^{\frac{N+1}{2}} - 1}{z-1}\right]^2 \tag{V.28}$$

- **Binómica**

La distribución de corrientes binómica toma su nombre al definir el polinomio como un binomio elevado a una potencia y desarrollado según la fórmula de Newton. Los coeficientes del polinomio se pueden obtener a través de la expresión de los números combinatorios

$$a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!\,(N-1-n)!} \tag{V.29}$$

Dichas distribuciones no son las únicas empleadas en la práctica, si no que pueden usarse combinaciones de ellas. La distribución uniforme y la binómica son casos extremos con características opuestas, mientras que la triangular es un caso con características intermedias.

Al comparar las características de las diferentes distribuciones de corriente arriba expuestas se obtiene que:

- A igualdad de máximo de la distribución de corrientes, la uniforme es la que radia el mayor campo en la dirección del haz principal, mientras que por el contrario la binómica es la menor.
- La distribución uniforme presenta el mínimo ancho de haz, la triangular es aproximadamente el doble y el de la binómica es mucho mayor.
- La distribución uniforme representa el peor nivel de lóbulo principal a secundario. La distribución binómica sólo tiene haz principal, aunque pueden aparecer lóbulos de difracción.

V.2.3.2 Distribuciones bidimensionales

Las agrupaciones bidimensionales están formadas por un número de *(M, N)* antenas idénticas, espaciadas entre sí por una distancia d (en el eje x e y) y alimentadas con fasores I_{mn}.

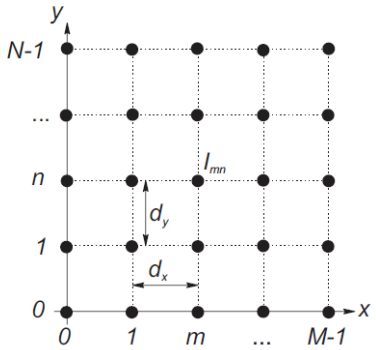


Figura V.122 Agrupación plana, rectangular y equiespaciada. [5]

Las distribuciones bidimensionales permiten conformar y dirigir la dirección de apuntamiento en cualquier dirección del espacio (θ, ϕ). El factor de agrupación de una distribución bidimensional es

$$FA(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jmk_x d_x} e^{jnk_y d_y} \tag{V.30}$$

Para una alimentación con fase progresiva α_x en la dirección x, y α_y en y

$$I_{mn} = a_{mn} e^{jm\alpha_x} e^{jn\alpha_y} \tag{V.31}$$

y definiendo los ángulos Ψ_x y Ψ_y como

$$\begin{aligned} \Psi_x &= k_x d_x + \alpha_x = k d_x \sin\theta \cos\phi + \alpha_x \\ \Psi_y &= k_y d_y + \alpha_y = k d_y \sin\theta \sin\phi + \alpha_y \end{aligned} \tag{V.32}$$

resulta el factor de la agrupación

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jm\Psi_x} e^{jn\Psi_y} \tag{V.33}$$

Y si alimentación es separable $a_{mn} = a_m \cdot a_n$, se tiene que

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jn\Psi_y} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jm\Psi_x} = FA_x(\Psi_x) FA_y(\Psi_y) \tag{V.34}$$

Cuando las fases progresivas son nulas $\alpha_x = \alpha_y = 0$, la dirección del máximo está definida por $\theta_{máx} = 0, \pi$ y $\phi_{máx}$ cualquiera, lo cual corresponde con un haz perpendicular a la agrupación. Variando la longitud de onda, los espaciados eléctricos entre elementos, o las fases progresivas se pueden controlar los ángulos $\theta_{máx}$ y $\phi_{máx}$.

V.2.4 Subarrays síncronos o rotación secuencial

Consiste en colocar un cierto número de parches, rotados espacialmente con cierto ángulo, dicho ángulo dependerá del número de parches del subarray.

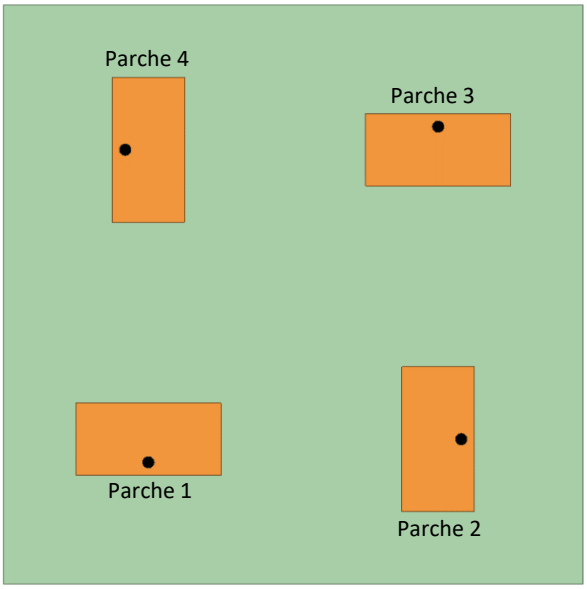


Figura V.133 Rotación secuencial de 4 parches.

En el caso de que el subarray esté formado por cuatro parches, cada parche se deberá girar 90º con respecto al parche anterior. Además de la rotación espacial, las alimentaciones de cada parche también deberán tener un desfase secuencial de 90º.

Si el primero de los parches, el parche 1, se alimenta mediante el puerto 1, el parche 2 poseerá con respecto al puerto 1 un desfase de 90º, el puerto 3 a su vez tendrá 180º con respecto al puerto 1 y finalmente, el puerto 4 poseerá un desfase de 270º con respecto al puerto 1.

Esta disposición de alimentación favorece la cancelación de los campos de polarización cruzada generados por cada parche individual. Siempre que exista simetría espacial respecto al centro de la estructura, así como una adecuada rotación de fase de alimentación, el Axial Ratio de esta configuración tendrá valores muy bajos.

La mayor desventaja de los subarrays síncronos es que sus dimensiones eléctricas son elevadas, por lo que al ser implementados en agrupaciones de antenas pueden aparecer lóbulos de difracción.

Capítulo VI: Diseño de la agrupación de antenas y alimentación en tecnología microstrip

En este capítulo se detalla el diseño y la metodología empleados para la realización de la agrupación de antenas, que cumpla las especificaciones de diseño requeridas, en tecnología plana microstrip.

VI.1 Introducción

Antes de comenzar el diseño, se recordarán las especificaciones a cumplir, las cuales están reflejadas en la *Tabla VI.1.*

Parámetros		Valor
Frecuencias de trabajo	Transmisión: Recepción:	7.9 – 8.4 GHz 7.25 – 7.75 GHz
Polarización		Circular (a izquierdas y derechas)
Ancho de banda		14.7 %
Directividad		26 dBi
Axial Ratio		<1.4 dB
Dimensiones		40x40 cm

Tabla VI.1 Requerimientos de diseño.

En este capítulo se utilizará la tecnología microstrip para diseñar las líneas de transmisión, divisores de potencia y acopladores direccionales correspondientes a la red de alimentación.

A continuación, se definirán algunos parámetros, así como condiciones a cumplir por el software de simulación utilizado a lo largo del proyecto, *ANSYS HFSS*:

- En las simulaciones que se van a llevar a cabo el número mínimo de pasadas son 5, el máximo valor de Delta S admisible es 0.01 y el mínimo número de pasadas de convergencia son 5. Estos parámetros serán siempre así a no ser que se indique lo contrario en el propio apartado. Se añadirá un barrido *"Sweep*" de tipo *"fast"* que va desde la frecuencia de 7.25 GHz hasta 8.4 GHz, y muestrea con una distribución lineal en saltos de 0.01 GHz. Para obtener resultados más exactos se utilizará un barrido de tipo "*discrete*" con saltos de 0.05 GHz ya que su carga computacional es elevada.
- La distancia mínima entre los bordes del elemento radiante y los bordes del sustrato deberá ser mayor que $\lambda/4$, para asegurar que las mediciones de radiación se obtienen en campo lejano.
- A cada diseño se le dotará de una caja de radiación, de aire, que englobe todo el sustrato, puertos (cuya anchura y altura serán 5 veces la anchura de la línea a alimentar) y los planos metálicos de masa correspondientes. La caja de radiación se ocultará en los diseños mostrados.
- El ancho de banda se calculará de la siguiente forma:

$$BW(\%) = \frac{f_{Sup-10dB} - f_{Inf-10dB}}{f_{central}} \cdot 100 \qquad \text{(VI.1)}$$

VI.2 Elección de los sustratos

Se va a realizar un diseño multicapa, como se puede observar en la *Figura VI.1*, siguiendo las indicaciones de los textos [7] y [8]. En éstos, se utilizan varias capas de un sustrato (PTFE-Glass) de constante dieléctrica $\varepsilon_r = 2.17$, cuyo grosor varía según la capa. En este caso, el sustrato que se va a utilizar es el Rogers RT/duroid 5880, debido a su disponibilidad en el laboratorio del Grupo de Antenas de la Universidad Pública de Navarra, a la amplia variedad de grosores en los que se puede encontrar y a que su constante dieléctrica, $\varepsilon_r = 2.2$, es muy similar al del utilizado en [7] y [8].

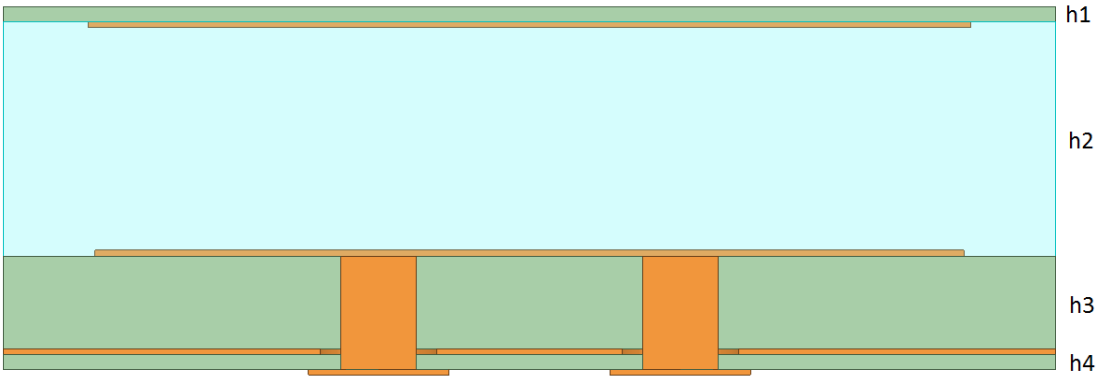


Figura VI.1 Corte transversal del esquema multicapa.

Las principales propiedades del sustrato Rogers RT/duroid 5880 se pueden encontrar en la *Tabla VI.2*, sacadas de la hoja de características [9]*:*

	Constante dieléctrica	Factor disipación	Grosores típicos
RT/duroid 5880	2.2	0.0004 – 0.0009	0.127mm 0.508mm 0.254mm 0.787mm 0.381mm 1.575mm

Tabla VI.2 Propiedades RT/duroid 5880.

Para aportar robustez al diseño se ha añadido una capa de *foam* debajo del sustrato superior, de altura *h1*, cuya constante dieléctrica es similar a la del aire, $\varepsilon_r \approx 1$.

Por lo que el diseño y disposición, aproximando los grosores de los sustratos de los textos [7] y [8] con los disponibles del sustrato Rogers 5880, se estructura de la siguiente forma:

Altura	Valor	Material
h1	0.254mm	RT/duroid 5880
h2	4mm	*Foam*
h3	1.575mm	RT/duroid 5880
h4	0.254mm	RT/duroid 5880

Tabla VI.3 Materiales y alturas del diseño multicapa.

VI.3 Diseño del módulo unidad

A continuación, se detallará el proceso seguido y los resultados obtenidos para el diseño de un único elemento radiante y su alimentación, para posteriormente replicarlo y formar una agrupación antenas. Durante el transcurso de este proyecto, se denominará módulo unidad al conjunto de antenas apiladas, transición e híbrido de 90º.

VI.3.1 Elemento radiante

VI.3.1.1 Antena parche circular microstrip

Como primer paso para el diseño, se calcula el radio teórico de la antena parche para alcanzar una buena resonancia en la banda de trabajo, alrededor de 7.25-8.4 GHz.

Teniendo los siguientes valores de frecuencia de operación, permitividad eléctrica y altura del sustrato:

- Frecuencia de operación (se selecciona la intermedia de la banda), $f_r = 7.825\ GHz$.
- Constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r = 2.2$
- Altura del sustrato, $h = 1.575\ mm$

Con estos valores, aplicando *(V.5)* y *(V.6)* se obtiene que

$$F = \frac{8.791 \cdot 10^9}{7.825 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2.2}} = 0.7574$$

por lo que el radio del parche circular resulta

$$\mathrm{a} = \frac{0.7574}{\left\{1 + \frac{2 \cdot 0.1575\ cm}{\pi \cdot 2.2 \cdot 0.7574}\left[\ln\left(\frac{\pi \cdot\ 0.7574}{2 \cdot 0.1575\ cm}\right) + 1.7726\right]\right\}^{\frac{1}{2}}} = 6.834\ mm$$

Una vez calculadas las dimensiones del parche circular microstrip, se dibuja y simula en el software *ANSYS HFSS*. Dicho parche se sitúa sobre una placa de sustrato Rogers 5880 de unas dimensiones de 30x30x1.575 mm, con su correspondiente plano de masa.

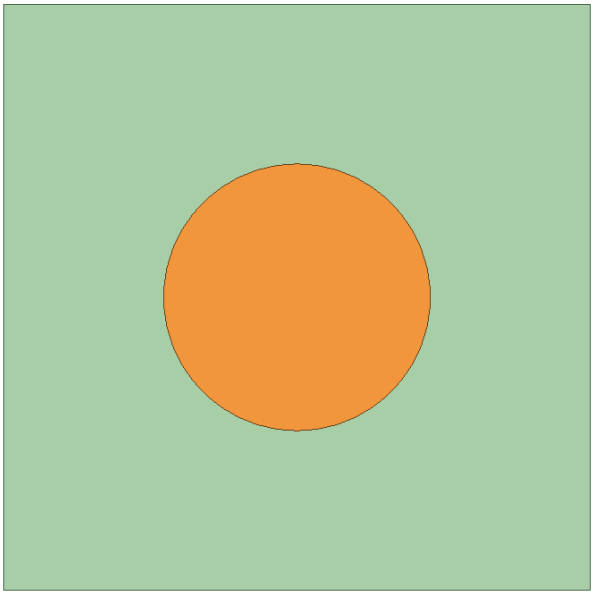
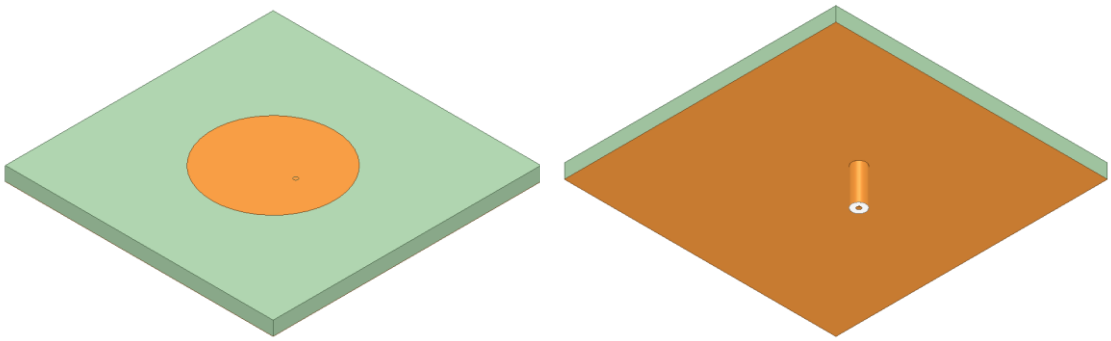


Figura VI.2 Parche circular microstrip.

El siguiente paso tras haber colocado el parche es alimentarlo. En este caso se realizará mediante sonda o pin, lo cual presenta varias ventajas: la red de alimentación se ve aislada de los elementos radiantes, posee un mayor espacio para su implementación y permite realizar una optimización de cada capa por separado. Además, dicha configuración presenta buena eficiencia ya que el pin está en contacto directo con la antena.

Para ello, se utilizan conectores SMA de 50 Ω, cuya estructura presenta un vivo conductor central rodeado por material dieléctrico (teflón) y por una fina capa de material conductor que actuará como masa.



a) *b)*

Figura VI.3 Antena parche con alimentación. a) Desde arriba. b) Desde abajo.

El punto de alimentación sobre el parche, se escoge de manera que presente un mínimo en el coeficiente de reflexión, es decir, que la impedancia que ve el conector y el punto del parche sean de 50 Ω, la misma en ambos casos. Para ello se realiza un barrido paramétrico de la posición del conector con respecto al centro del parche, el punto en el que la alimentación adaptada será aquel que presente un parámetro S_{11} más bajo a la frecuencia que ha sido diseñada la antena. Dicho parámetro nos indica cuanta potencia se está acoplando desde la alimentación a la antena parche, cuanto más alejado de 0 dB sean sus valores, mayor acoplo de potencia al elemento radiante se tiene, y por lo tanto menos pérdidas y reflexiones.

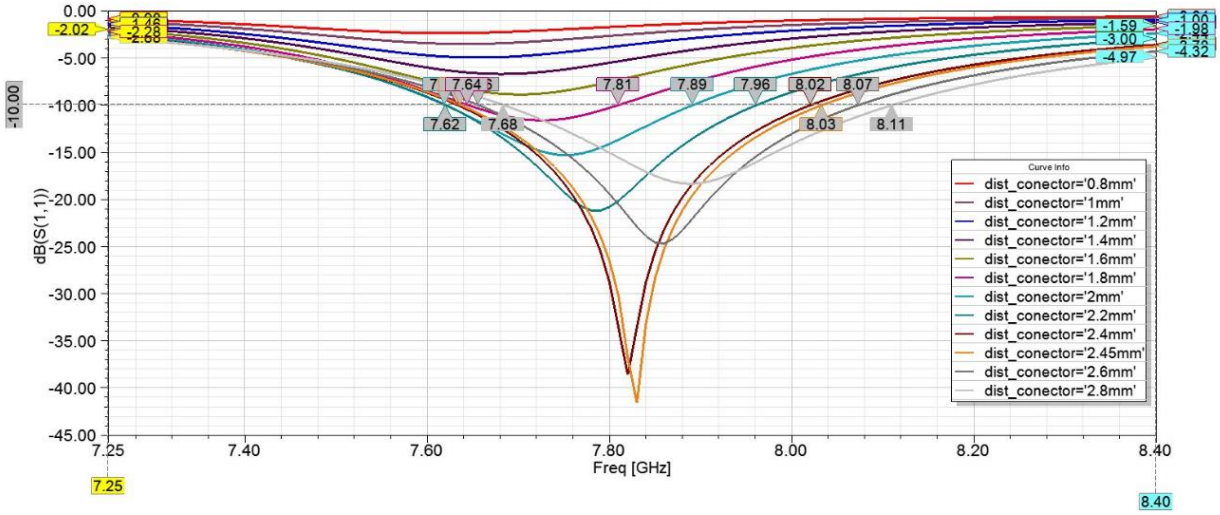


Figura VI.4 Parámetros S_{11} del barrido parámetrico.

Además del punto de alimentación, las dimensiones del parche se han variado para alcanzar un valor óptimo del parámetro S_{11} a la frecuencia central de diseño (7.825 GHz). Los valores que mejores resultados han obtenido son:

Parámetro	Valor
Radio antena	6.97 mm
Distancia del conector al centro del parche	2.45 mm

Tabla VI.4 Parámetros óptimos para la antena circular.

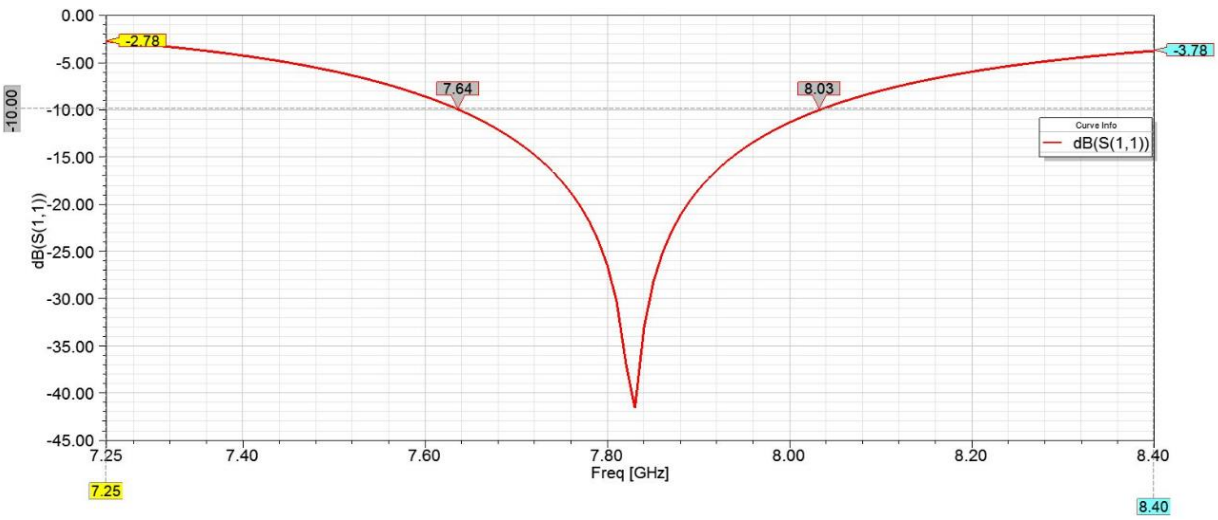
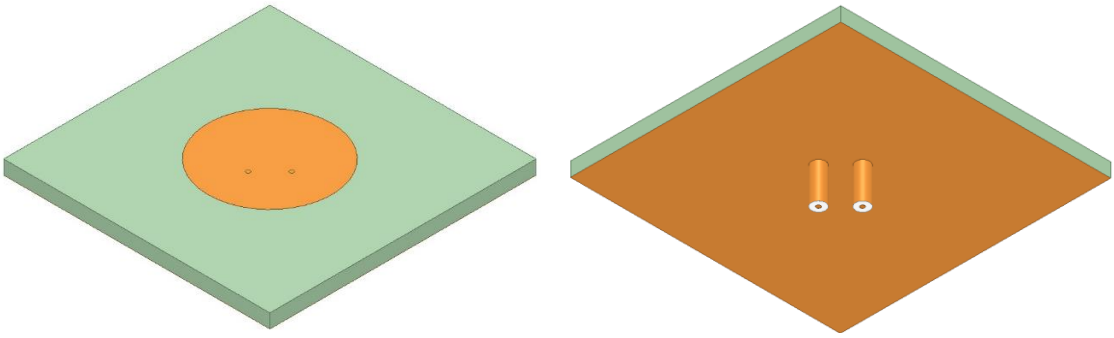


Figura VI.5 Parámetros S_{11} del diseño optimizado.

Los resultados obtenidos muestran un S_{11}, a la frecuencia de diseño, de -41.30 dB, y un ancho de banda, en el cual dicho parámetro es inferior a -10 dB, de 7.64-8.03 GHz (4.98%), lo cual es insuficiente. Ya se planteará una solución en los siguientes apartados. Dicha antena, además, está polarizada linealmente.

La polarización de la antena, por especificaciones de diseño, debe de ser circular, esto implica que la antena parche posea dos puntos de alimentación situados a 90º con respecto al centro del parche, alimentados con la misma magnitud y una diferencia de fase de ±90º, dependiendo de si se quiere que ésta sea a izquierdas o derechas.

Se dibujan dos conectores SMA situados a la misma distancia del centro del parche y rotados entre si 90º (por ejemplo, uno en el eje x positivo y otro en el eje y positivo) como se puede observar en la *Figura VI.6.* Se alimentan ambos SMAs con la misma magnitud y con un desfase de 90º entre ellos.



a) *b)*

Figura VI.6 Antena parche con polarización circular alimentada mediante 2 SMA. a) Desde arriba. b) Desde abajo.

Se vuelve a realizar un barrido paramétrico, de forma similar al realizado anteriormente, y los mejores resultados se obtienen con:

Parámetro	Valor
Radio antena	6.99 mm
Distancia de conectores al centro del parche	2.35 mm

Tabla VI.5 Parámetros óptimos para la antena circular polarizada circularmente.

En la *Figura VI.7* se pueden apreciar las curvas de los parámetros S_{11} del proceso de optimización.

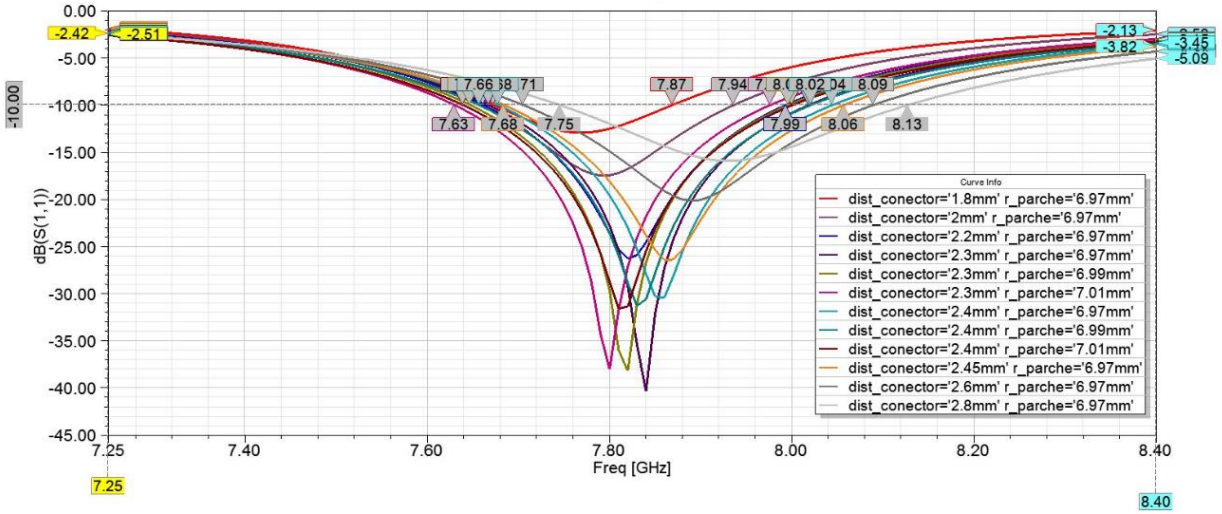


Figura VI.7 Parámetros S11 optimización parche circular con polarización circular.

Como se puede observar en la *Figura VI.8,* los parámetros S_{11} y S_{22} a la frecuencia de diseño tienen un valor de -39.11 dB, y un ancho de banda, en el cual dicho parámetro es inferior a -10 dB, de 7.65-8 GHz (4.47%). El acoplo de potencia entre los dos puertos de la alimentación es un factor importante a tener en cuenta, en este caso es inferior a -26 dB en toda la banda de operación.

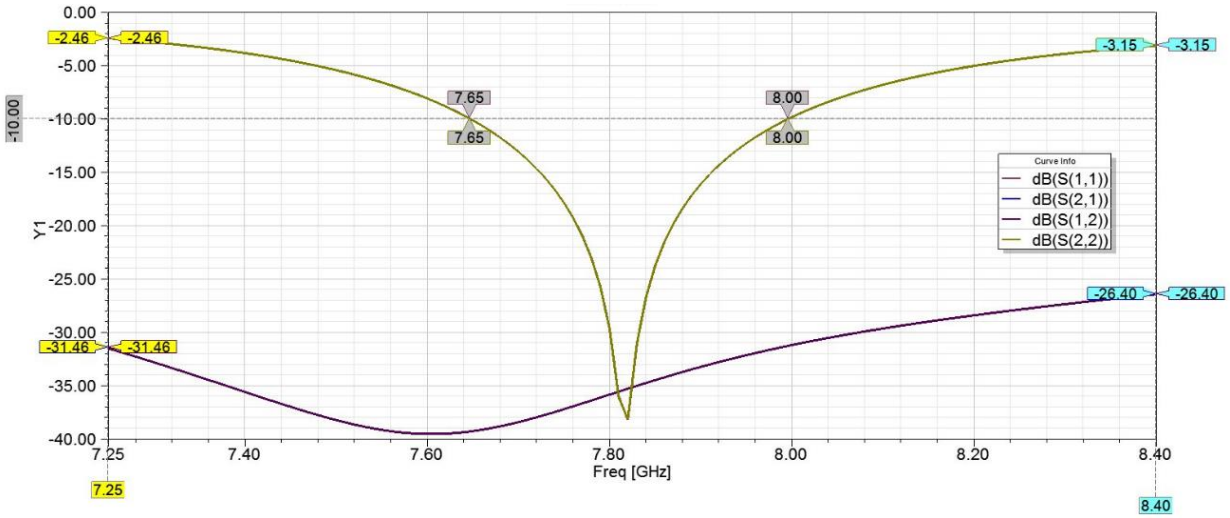


Figura VI.8 Parámetros S11 de la antena parche optimizada.

En cuanto a los parámetros de radiación, en la *Figura VI.9* se observa una gráfica del Axial Ratio (AR) con respecto a la frecuencia. El Axial Ratio (AR) nos indica cuan circular es una polarización. Un valor de AR de 0 dB indica que la polarización es perfectamente circular, es decir, que el eje mayor y el eje menor de una elipse son del mismo tamaño y por lo tanto forma una circunferencia perfecta. En el caso de esta antena parche, el Axial Ratio se mantiene por debajo de 0.47 dB en toda la banda de interés, lo cual es un valor aceptable ya que el diseño requería que éste fuese menor a 1.4 dB.

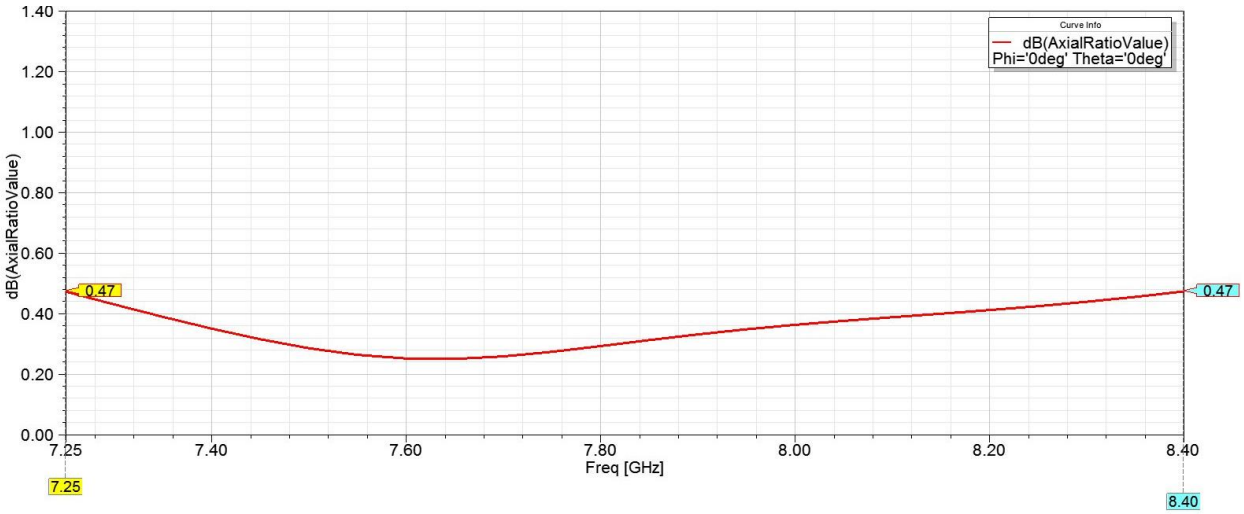


Figura VI.9 Axial Ratio de la antena parche circular, circularmente polarizada a izquierdas.

En cuanto a la directividad total de la antena, ésta es superior a 7 dBi en toda la banda de 7.25-8.4 GHz, como se puede apreciar en la *Figura VI.10,* lo cual es un valor típico de directividad en antenas parches (entre 5-8 dBi). El valor de la ganancia es alrededor de 0.05 dB inferior, esto es debido a que al calcular ésta se tienen en cuenta las pérdidas de los materiales con respecto a la directividad.

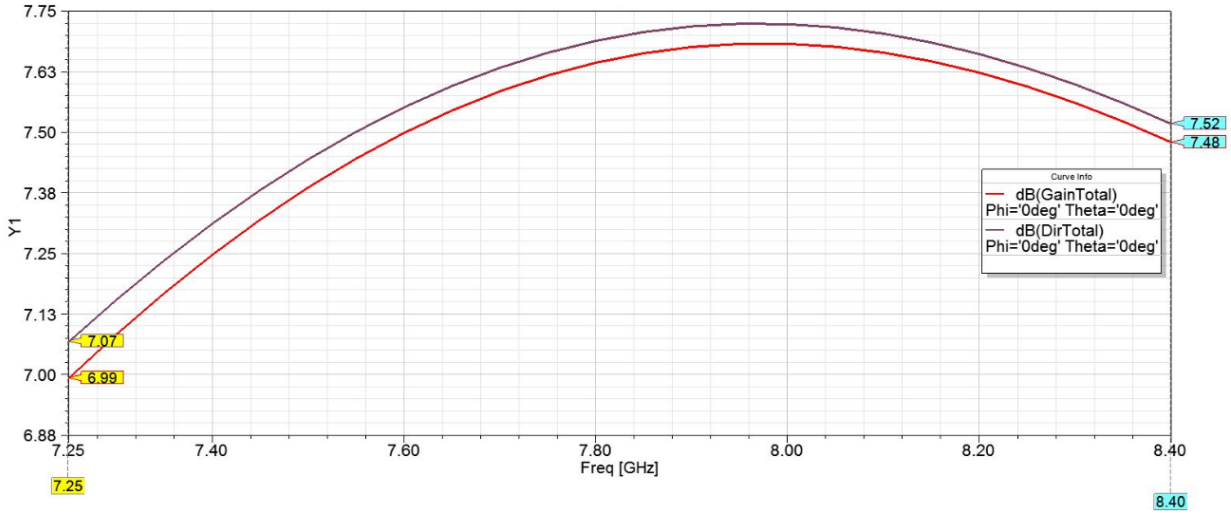


Figura VI.10 Directividad y ganancia totales de la antena parche circular, circularmente polarizada a izquierdas.

Dependiendo del desfase, ±90º, que se aplique entre los puntos de alimentación de las antenas parche se podrá conseguir polarización a izquierdas o a derechas. En la *Figura VI.11* se muestra la directividad en el caso de polarizar la antena circularmente a derechas para el caso de la frecuencia central de 7.825 GHz.

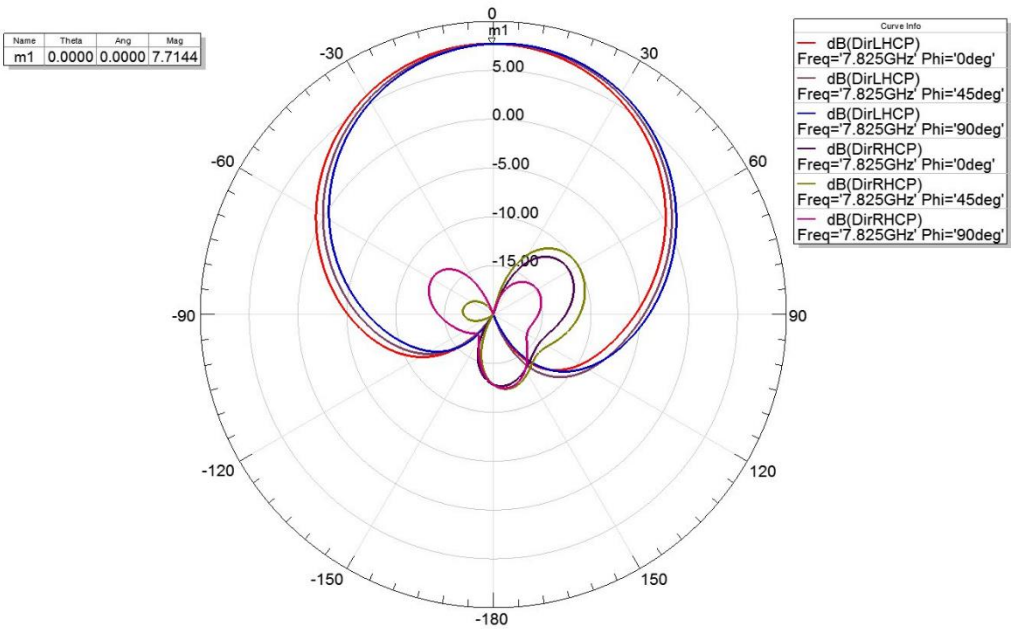
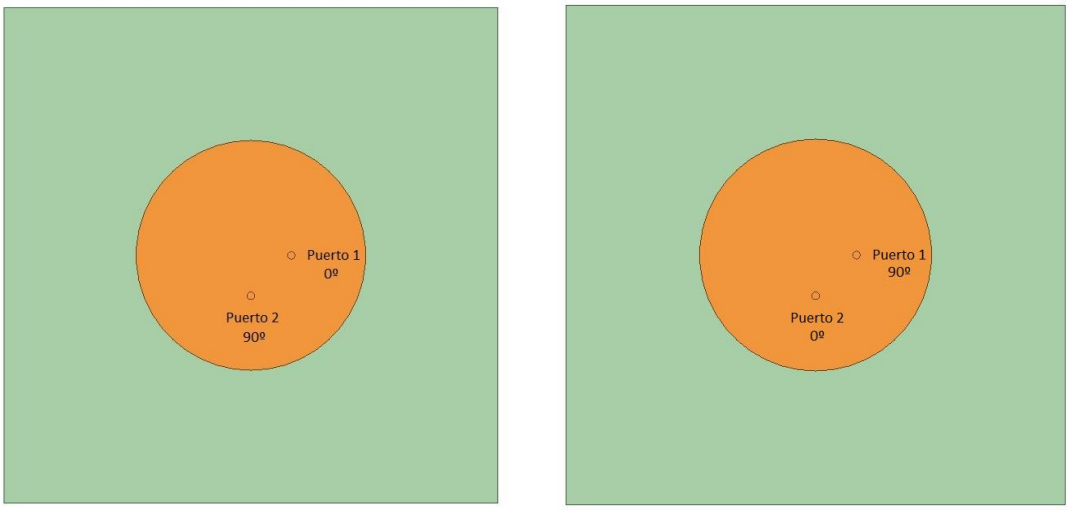


Figura VI.11 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando la antena se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

Para la frecuencia de funcionamiento de 7.825 GHz, se puede observar que los tres de cortes de ϕ (0º,45º,90º) realizados tienen un máximo de directividad en $\theta = 0º$, que es hacia donde apunta la antena simulada. En el rango de $\theta \epsilon [90,270º]$ la directividad es negativa, lo cual tiene sentido, con lo expuesto en el *Capítulo V: Fundamentos de las antenas parche y agrupaciones de antenas*, debido a que la potencia radiada es emitida únicamente hacia la parte superior de la antena porque el plano de masa de la antena microstrip bloquea la radiación hacia la parte inferior.

Para la disposición de puertos mostrada en la *Figura VI.12*, si el desfase entre los puertos 1 y 2 ($\angle Puerto1 - \angle Puerto2$) es -90º, se generará polarización circular a derechas, y si éste es 90º se generará a izquierdas.



a) *b)*

Figura VI.12 Antena circular microstrip vista desde arriba. Las fases aplicadas en los puertos generan polarización circular a: a) Derechas. b) Izquierdas.

VI.3.1.2 Antenas parche apiladas

Desde un principio, se ha mencionado que el factor limitante y el reto a batir en este proyecto sería el ancho de banda. Ya se ha podido observar que con un único parche microstrip circular no se cumplen los requerimientos de ancho de banda especificados para el diseño.

A continuación, se utilizará la técnica de parches apilados, que consiste en acoplar de forma parásita un parche microstrip al parche alimentado. La idea principal es que cada parche resuene a una frecuencia distinta, pero cercanas entre sí, por lo que las respuestas de los dos parches se combinan, aumentando así el ancho de banda.

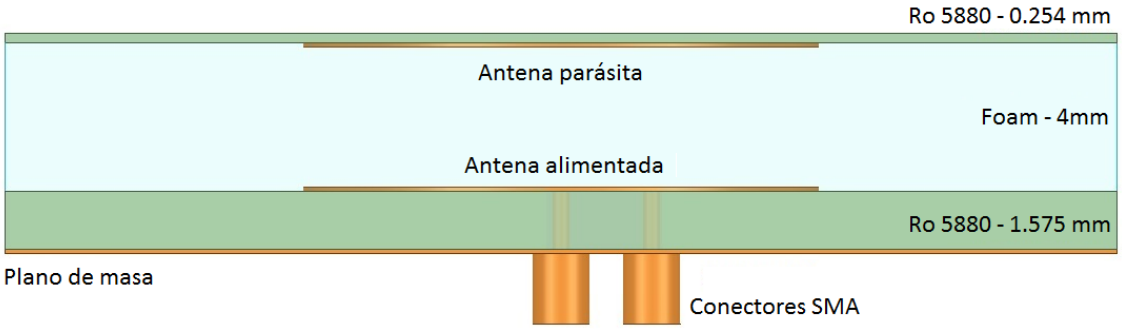


Figura VI.13 Perfil antenas apiladas.

En la *Figura VI.13* se puede apreciar el perfil resultante del diseño planteado. Partiendo del diseño de la antena parche circular polarizada circularmente anteriormente realizado, se añade una capa de 4mm de grosor de *foam*, y encima de esto una lámina de 0.254 mm de grosor del sustrato Rogers 5880, que tendrá una antena grabada en su parte inferior.

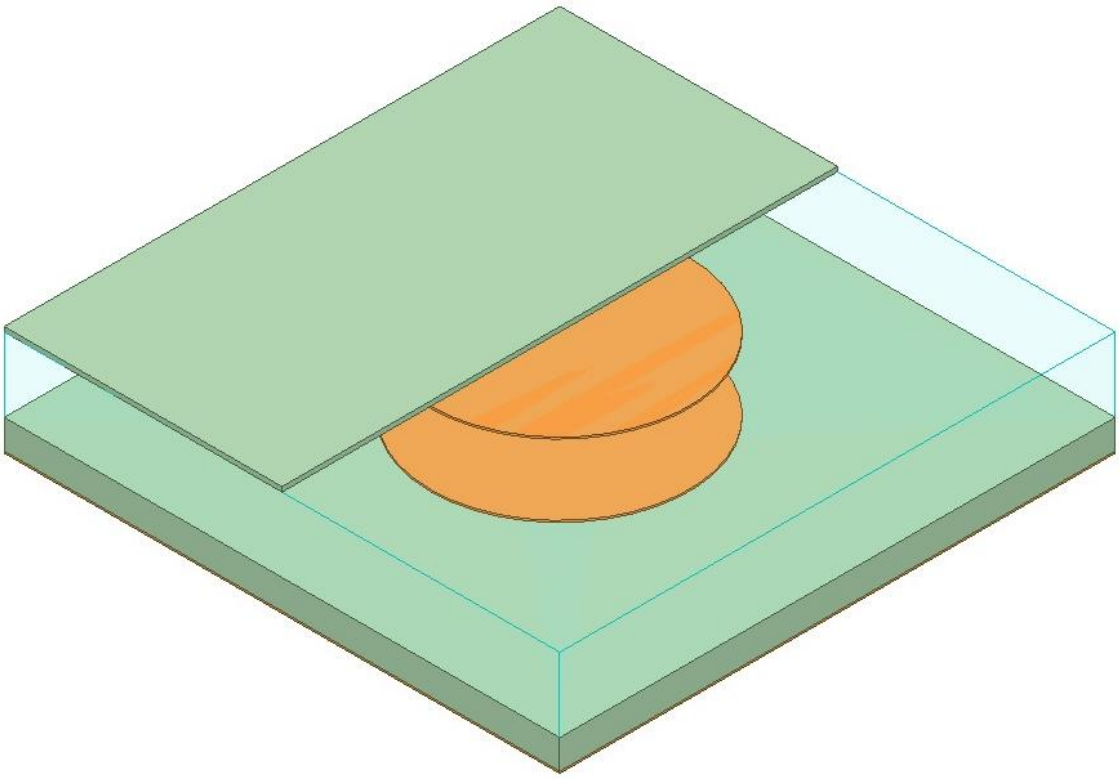


Figura VI.14 Antenas apiladas.

La elección del tamaño de las antenas se ha realizado experimentalmente recurriendo a la herramienta *"Optimization"* del software de diseño *ANSYS HFSS*, que permite definir unas condiciones mínimas a cumplir y los parámetros del diseño que puede variar para lograrlo.

En un principio se han dibujado las dos antenas del mismo tamaño, a continuación, se han establecido el radio de ambas antenas y la posición de los conectores SMA como variables, y, para terminar, se han definido unos valores que los parámetros S debían cumplir en la banda de trabajo. Los valores que mejores resultados obtienen son:

Parámetro	Valor
Radio antena superior	7.62 mm
Radio antena inferior	7.58 mm
Distancia de conectores al centro del parche	2.93 mm

Tabla VI.6 Parámetros óptimos para los parches apilados.

En la *Figura VI.15* se representan los valores de los parámetros S para las antenas parches apiladas optimizadas. Las pérdidas de retorno en ambos puertos (S_{11} y S_{22}) son inferiores a -14.5 dB en toda la banda, por lo que el ancho de banda en este caso es su totalidad. En cuanto al acoplo entre puertos, ha empeorado con respecto al de la antena parche circular anteriormente diseñada, pero sus valores se mantienen por debajo -17 dB, lo que es más que suficiente.

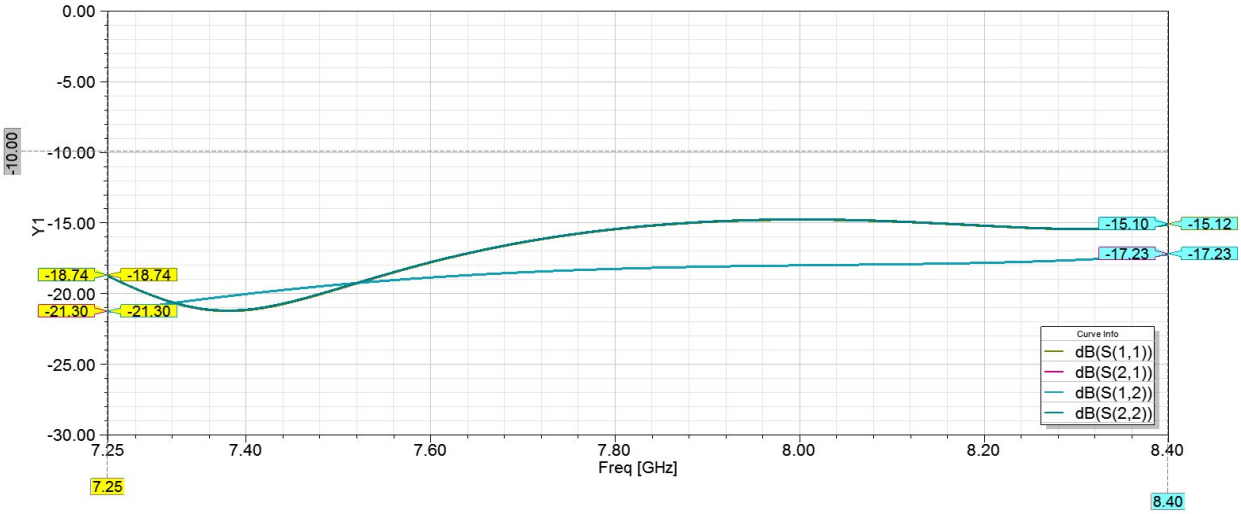


Figura VI.15 Parámetros S parches apilados.

Mediante la implementación de una segunda antena parche parásita se ha conseguido mejorar notablemente el ancho de banda, a cambio de que el acoplo entre puertos haya empeorado.

El Axial Ratio, como se puede ver en la *Figura VI.16*, tiene un valor superior a 1.4 dB en toda la banda, lo que quiere decir que la polarización circular se va asemejando más a una elipse. No es un valor deseable debido a los requerimientos finales del diseño, pero en los capítulos siguientes se verá cómo reducirlo.

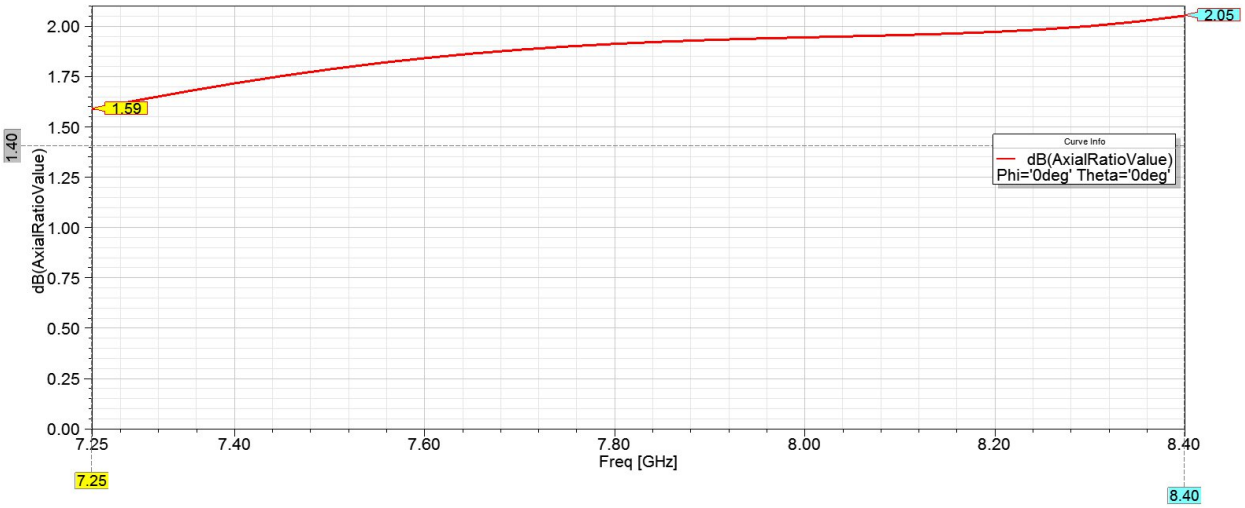


Figura VI.16 Axial Ratio de los parches apilados cuando se polarizan circularmente a izquierdas.

La directividad ha aumentado llegando a valores de hasta 8.5 dBi y con mínimos de 7.8 dBi. La ganancia sigue una curva similar a la directividad, pero con diferencias de 0.05 dB, debidas a las pérdidas en los materiales.

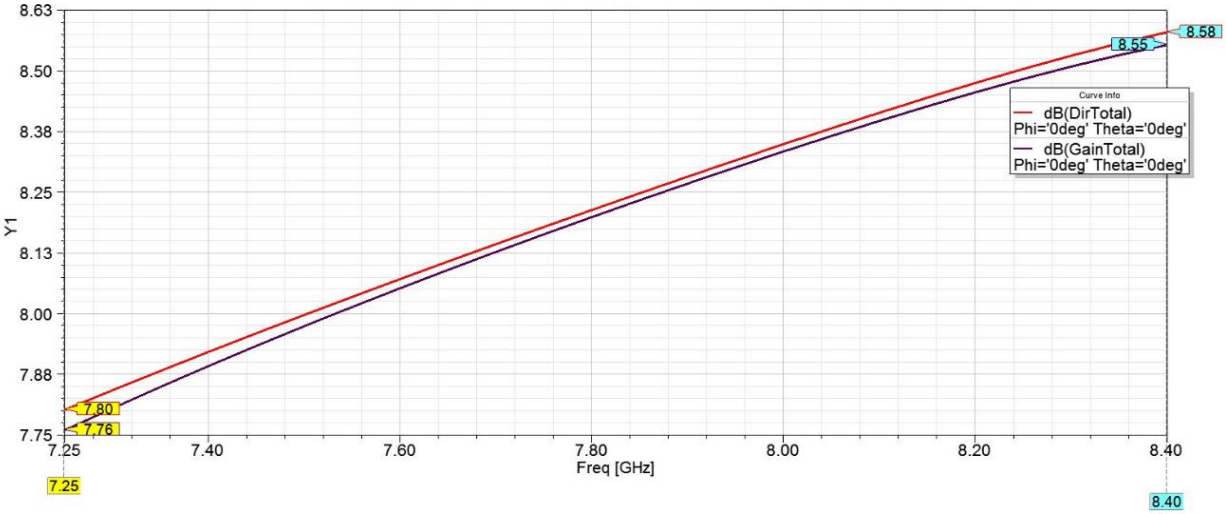


Figura VI.17 Directividad y ganancia de los parches apilados cuando se polarizan circularmente a izquierdas.

Al representar la directividad en coordenadas polares, tanto para la polarización a izquierdas como a derechas, se puede observar el efecto del empeoramiento del Axial Ratio, ya que la diferencia entre la directividad a izquierdas (en el que está polarizado la antena) y a derechas, es menor que en el caso de la antena parche simple (*Figura VI.11*).

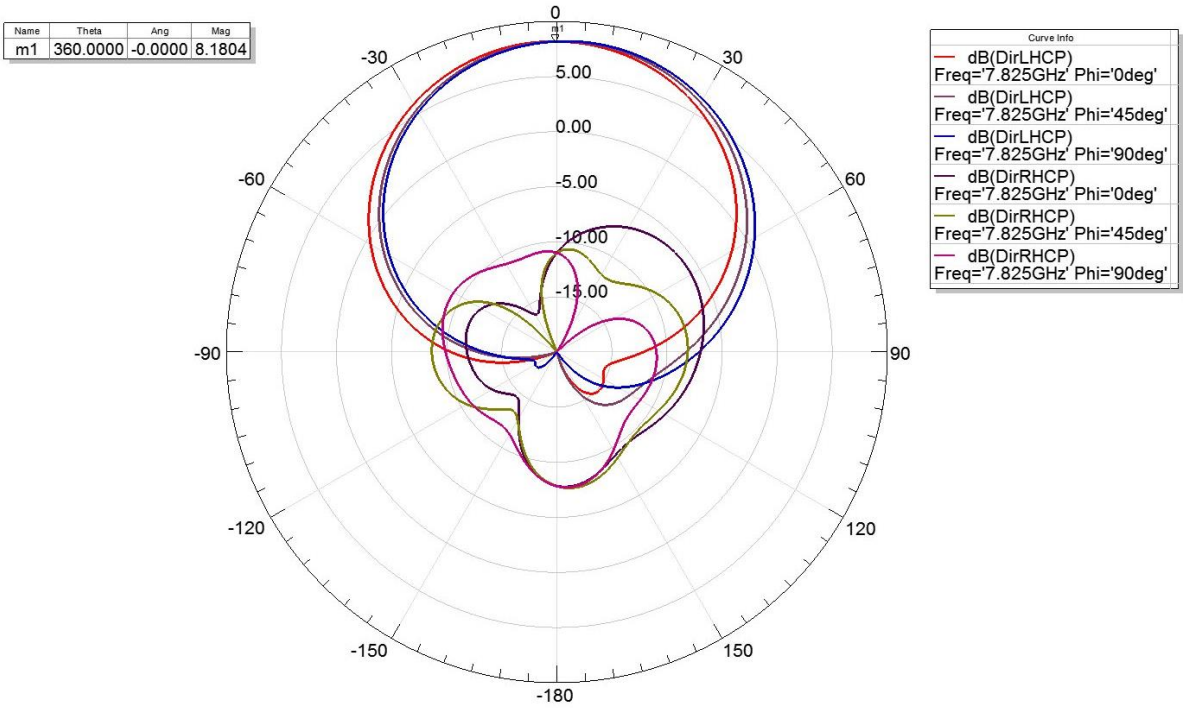


Figura VI.18 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando los parches apilados se polarizan a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

En general, la configuración de antenas parche aquí presentada posee unos buenos parámetros para la aplicación del proyecto. Posee un ancho de banda que cubre sobradamente el 14.7% requerido, la directividad augura buenos resultados al realizar agrupaciones de antenas y aunque los valores de AR no son menores que 1.4 dB, se podrán reducir utilizando diferentes técnicas.

VI.3.2 Transición microstrip-microstrip

La alimentación del elemento radiante se efectúa desde la parte inferior del mismo mediante pines, estos conectan la antena con la capa inferior en la que se encuentra la alimentación, tal y como se muestra en la *Figura VI.19.*

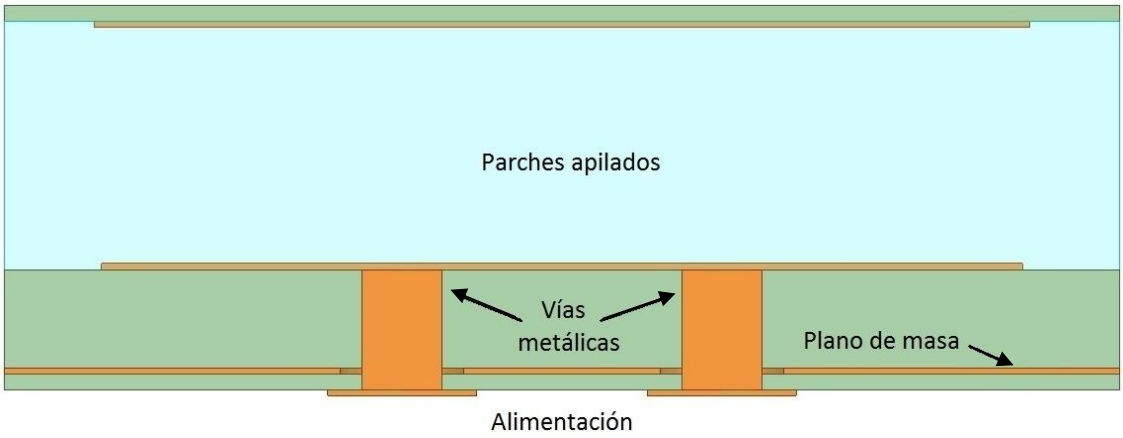


Figura VI.19 Disposición de las capas y vías metálicas.

Dichos pines metálicos realizan la conexión entre dos capas en tecnología microstrip, atravesando su plano de masa.

Para comprobar la viabilidad de la conexión mediante vías de dos capas en tecnología microstrip, se plantea un diseño formado por dos sustratos Rogers 5880 del mismo grosor, 0.254mm, que comparten el plano de masa. Sobre las capas superior e inferior se dibujan líneas de transmisión de 50 Ω que terminan sobre un puerto de la misma impedancia. Dicho puerto, como se ha mencionado en el *Apartado VI.1 Introducción*, tendrá forma cuadrada cuyos lados medirán cinco veces la anchura de la línea que se conecta a ellos. Y las dimensiones de los sustratos son 10x10mm. En *Figura VI.20* se puede apreciar el perfil del diseño explicado y en la *Figura VI.21* un corte transversal del mismo.

Figura VI.20 Corte transversal del perfil de la transición microstrip a microstrip.

Para calcular las anchuras de las líneas de 50Ω se utilizan las fórmulas mencionadas en el *Capítulo II.1 .1 Análisis de la línea Microstrip*. Sabiendo que:

- Frecuencia de operación (se selecciona la intermedia de la banda), $f_r = 7.825\ GHz$.
- Constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r = 2.2$
- Impedancia deseada, $Z_0 = 50\ \Omega$
- Altura del sustrato, $h = d = 0.254\ mm$

Utilizando *(II.7)* y *(II.8)*

$$A = \frac{50}{60}\sqrt{\frac{2.2+1}{2}} + \frac{2.2-1}{2.2+1}\left(0.23 + \frac{0.11}{2.2}\right) = 1.16$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot 50 \cdot \sqrt{2.2}} = 7.98$$

por lo que la relación entre el grosor del sustrato y la anchura de la línea

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \dfrac{8e^{1.16}}{e^{2\cdot 1.16} - 2} = \ 3.1256 & \dfrac{W}{d} < 2 \\ \dfrac{120\pi}{\dfrac{2}{\pi}\left[7.98 - 1 - \ln(2 \cdot 7.98 - 1) + \dfrac{2.2-1}{2 \cdot 2.2}\left(\ln(7.98-1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{2.2}\right)\right]} = 3.08 & \dfrac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

Como $W/d \ > 2$, la anchura se calcula como

$$W = \left(\frac{120\pi}{\dfrac{2}{\pi}\left[7.98 - 1 - \ln(2 \cdot 7.98 - 1) + \dfrac{2.2-1}{2 \cdot 2.2}\left(\ln(7.98-1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{2.2}\right)\right]}\right) \cdot 0.254 = 0.78mm$$

Por lo que el ancho de una línea de impedancia característica $Z_0 = 50\,\Omega$ dibujada sobre un sustrato de constante dieléctrica $\varepsilon_r = 2.2$ y altura $h = 0.254\ mm$ es de $W = 0.78mm$.

Al dibujar dicha línea de transmisión en el software *ANSYS HFSS*, resulta en una impedancia que, si bien se aproxima a 50 Ω, no es exacta. Por lo que se ha ajustado su valor de manera que $W = 0.8mm$. Se procede al dibujado y simulación del diseño. Los parámetros iniciales para la simulación se indican en la *Tabla VI.7.*

Parámetro	Valor
Anchura línea 50 Ω	0.8 mm
Radio vía metálica	0.4 mm
Radio perforación masa	0.8 mm

Tabla VI.7 Resumen parámetros transición microstrip–microstrip.

Cabe aclarar que se ha realizado una perforación circular, de radio 0.8mm, en el plano de masa de manera que la vía metálica no haga contacto.

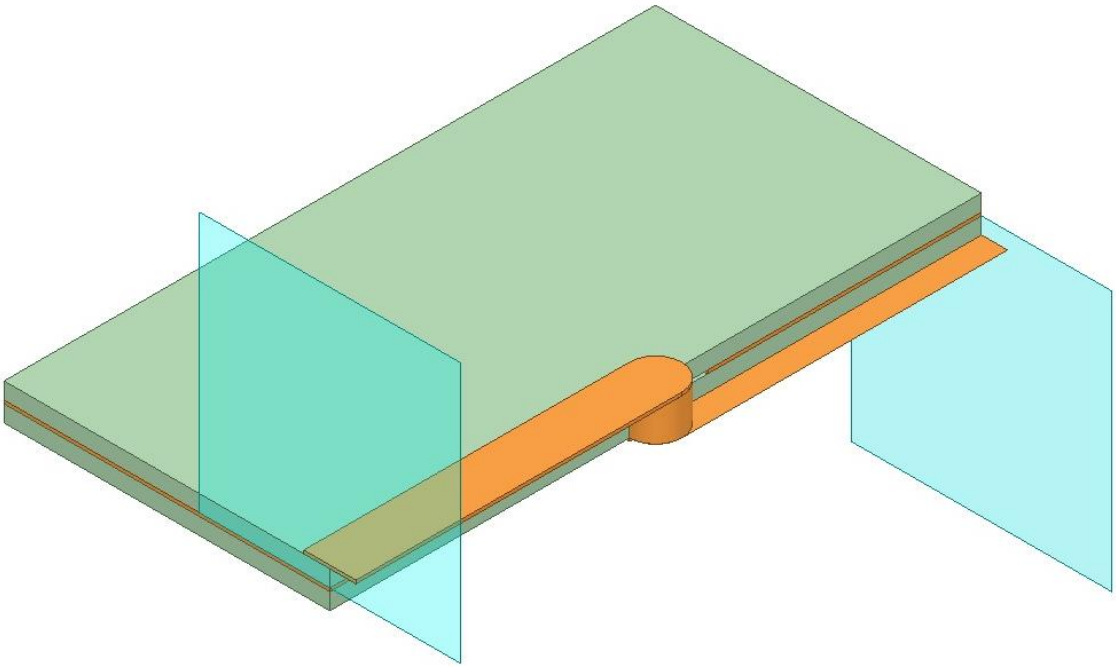


Figura VI.21 Corte transversal transición microstrip a microstrip.

Con estos parámetros los resultados obtenidos se pueden observar en la *Figura VI.22.* Las pérdidas de retorno son menores a -17 dB en toda la banda, y las pérdidas de inserción que ocasionan la transición son muy bajas, de 0.16 dB.

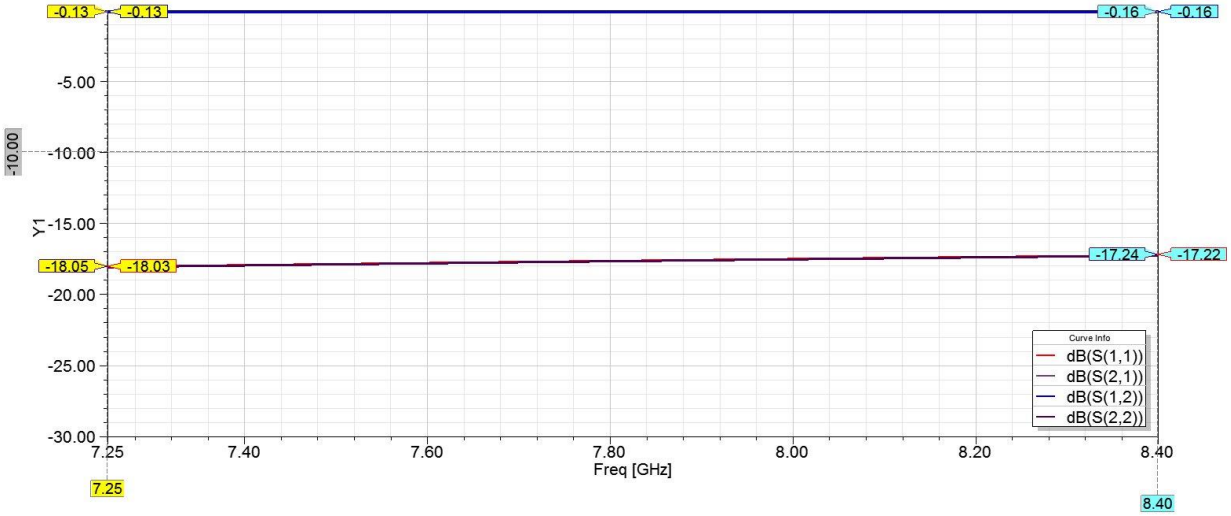


Figura VI.22 Parámetros S transición microstrip-microstrip.

Si bien tiene unos buenos resultados estos se pueden mejorar. Para ello se realiza un barrido paramétrico variando el radio del pin metálico y el radio de la perforación en la masa. Los parámetros que brindan unos mejores resultados están reflejados en la *Tabla VI.8.*

Parámetro	Valor
Radio vía metálica	0.54 mm
Radio perforación masa	0.8 mm

Tabla VI.8 Resumen parámetros transición microstrip–microstrip.

Con los cuales se han conseguido reducir las pérdidas de retorno a valores de -27 dB y las pérdidas de inserción a -0.08 dB. Se puede observar que la única variación ha sido el radio de la vía metálica.

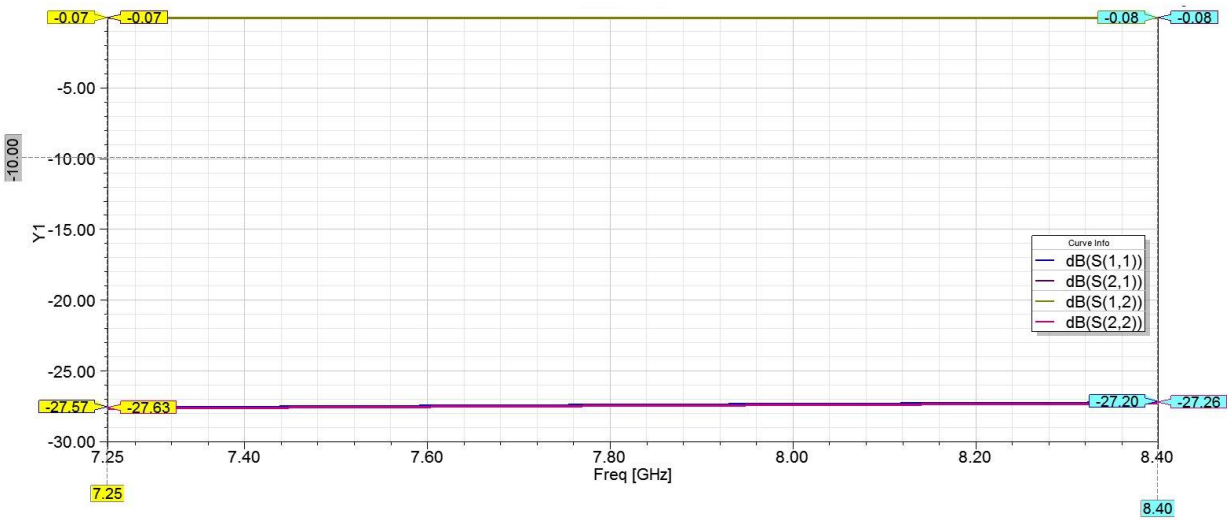


Figura VI.23 Parámetros S transición microstrip-microstrip optimizada.

Se ha comprobado entonces que es viable una transición de microstrip a microstrip mediante un pin metálico. Para alimentar la antena se deberá optimizar dicha vía, ya que se produce entre sustratos de diferente grosor a los simulados, y su comportamiento seguramente varíe.

VI.3.3 Híbrido de 90º

El método utilizado, en este proyecto, para conseguir la polarización circular en las antenas parche microstrip es el método de alimentación doble. Éste consiste en emplear dos líneas de alimentación, alimentando el parche microstrip por dos puntos distintos, asegurándose de que una línea introduzca un desfase de 90º con respecto a la otra.

Una de las formas más simples y efectivas de conseguir dicho desfase es mediante la introducción de un divisor híbrido en cuadratura en la alimentación, que genera dos salidas desfasadas 90º entre ellas.

A continuación, se pasará a diseñar un híbrido de 90º, también conocido como *Branch-Line coupler.* En la *Figura VI.24* se puede observar el esquema y los cálculos necesarios para diseñar el dispositivo. Su matriz de scattering:

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

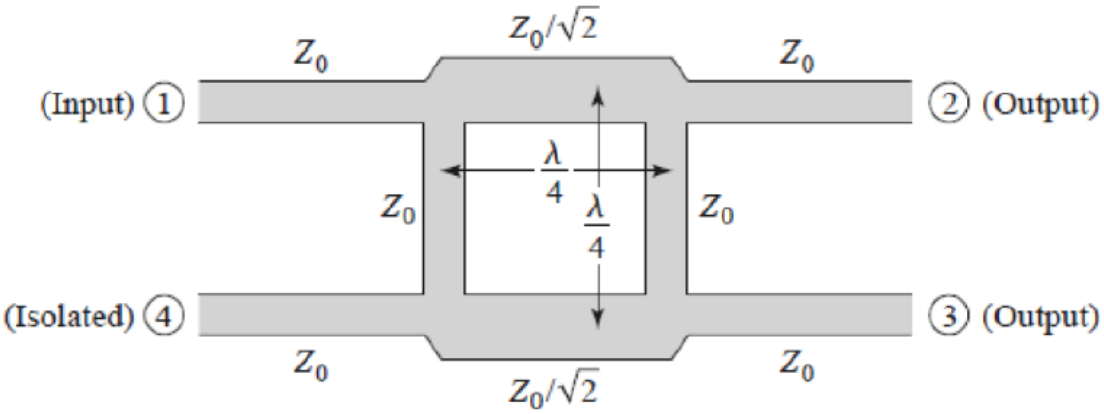


Figura VI.24 Esquema híbrido 90º. [2]

En este caso, la impedancia característica Z_0 es 50 Ω y la longitud de onda λ se calcula para la frecuencia central de la banda de funcionamiento $f_c = 7.825\ GHz$.

El híbrido de 90º, como se observa en la *Figura VI.24*, está formado por secciones de impedancia $Z_0 = 50\Omega$ y $Z_0 \cdot \sqrt{2} = 35.35\ \Omega$, con una longitud eléctrica $\lambda/4$.

Dicha longitud eléctrica $\lambda/4$ corresponde con un valor de

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8\ m/s}{7.825 \cdot 10^9\ Hz} = 38.34\ mm \rightarrow \frac{\lambda}{4} = \frac{38.33\ mm}{4} = 9.59\ mm$$

Utilizando *(II.7)* y *(II.8)* se calcula la anchura de la línea de impedancia $Z_{35.35} = 35.35\ \Omega$

$$A = \frac{50}{60}\sqrt{\frac{2.2+1}{2}} + \frac{2.2-1}{2.2+1}\left(0.23 + \frac{0.11}{2.2}\right) = 0.85$$

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot 50 \cdot \sqrt{2.2}} = 11.29$$

por lo que la relación entre el grosor del sustrato y la anchura de la línea

$$\frac{W}{d}=\begin{cases}\dfrac{8e^{0.85}}{e^{2\cdot 0.85}-2}=\ 5.38 & \dfrac{W}{d}<2\\[2ex] \dfrac{120\pi}{\frac{2}{\pi}\left[11.29-1-\ln(2\cdot 11.29-1)+\frac{2.2-1}{2\cdot 2.2}\left(\ln(11.29-1)+0.39-\frac{0.61}{2.2}\right)\right]}=5.02 & \dfrac{W}{d}>2\end{cases}$$

Como $W/d\ >2$, la anchura se calcula como

$$W=\left(\frac{120\pi}{\frac{2}{\pi}\left[11.29-1-\ln(2\cdot 11.29-1)+\frac{2.2-1}{2\cdot 2.2}\left(\ln(7.98-1)+0.39-\frac{0.61}{2.2}\right)\right]}\right)0.254=1.28mm$$

En la *Tabla VI.9* se indican las anchuras teóricas y prácticas para diferentes impedancias necesarias en el diseño del híbrido de 90º.

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.78 mm	0.8 mm
35.35 Ω	1.28 mm	1.29 mm

Tabla VI.9 Anchos de línea de las líneas de transmisión.

Una vez se tienen las anchuras y larguras de las líneas de transmisión que componen el híbrido de 90º se dibuja en el software *ANSYS HFSS*. El componente se ha dibujado sobre un sustrato Ro5880 de grosor 0.254 mm y se ha conectado mediante líneas de impedancia 50 Ω a los puertos correspondientes.

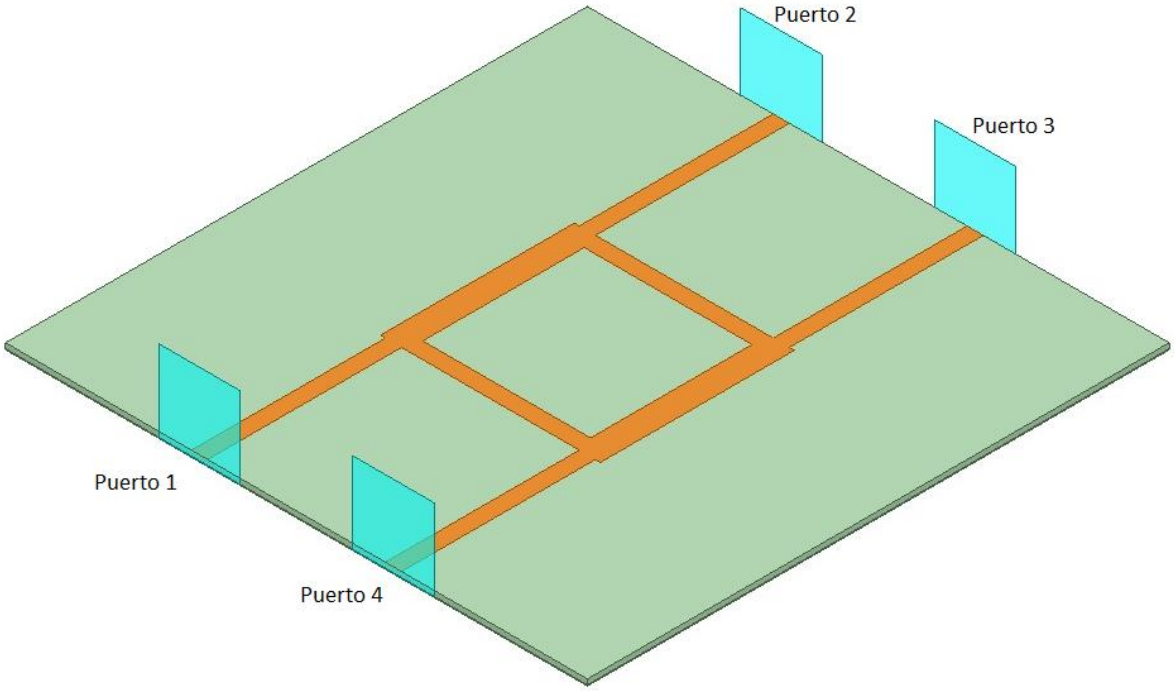


Figura VI.25 Híbrido 90º en tecnología microstrip.

Alimentando por el puerto 1, se obtienen los siguientes resultados.

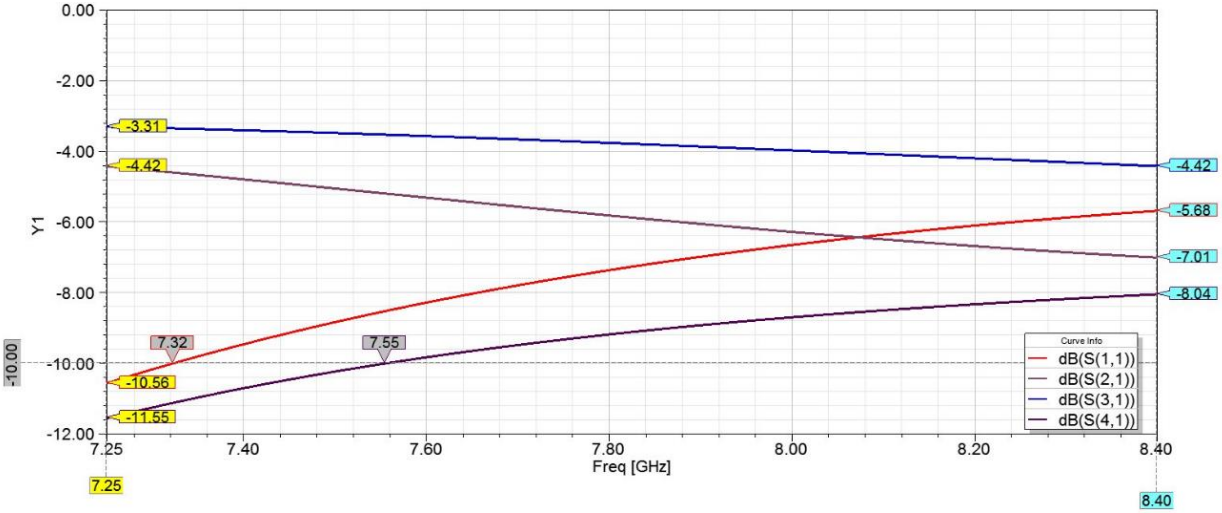


Figura VI.26 Parámetros S híbrido 90º.

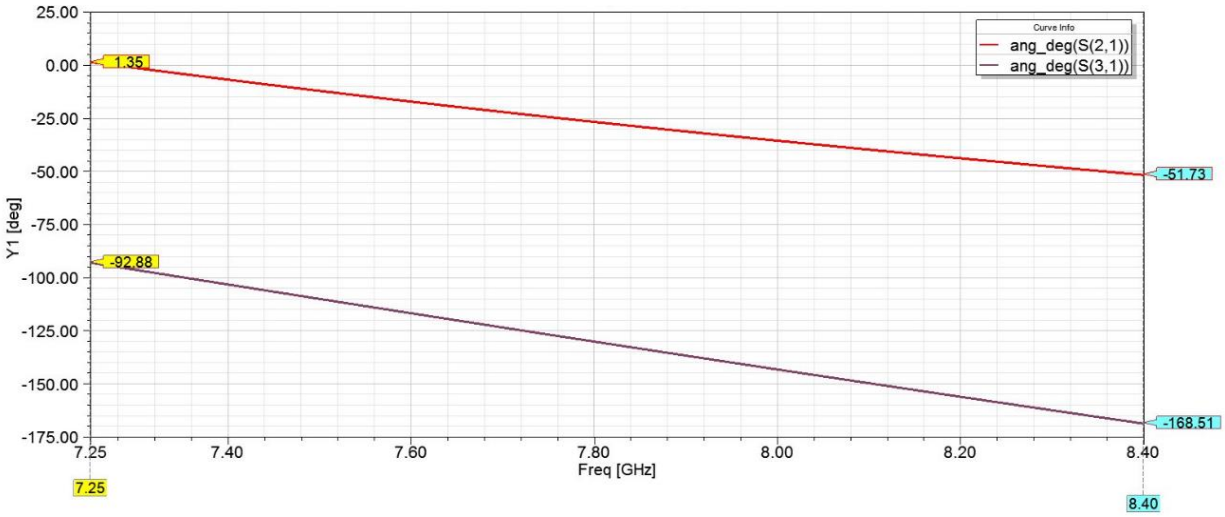


Figura VI.27 Fases en los puertos de salida 2 y 3 en el híbrido 90º.

En la *Figura VI.26* se puede observar como los parámetros S_{11} y S_{22} son elevados, esto quiere decir que la mayoría de potencia que se acopla en ellos se refleja. En un híbrido de 90º, la potencia que entra por el puerto 1 se divide de igual forma entre los puertos 2 y 3, por lo que los parámetros S_{21} y S_{31} deberían ser de 3 dB a la frecuencia que se ha diseñado, en cambio en la gráfica se ve como estos son de 3.79 dB y 5.88 dB.

El desfase introducido por el híbrido entre los puertos 2 y 3 no es el correcto, ya que éste debería ser de 90º. A frecuencia de 7.25 GHz se tiene un desfase de 94º aproximadamente y a la frecuencia de 8.4 GHz de unos 116º.

El comportamiento del híbrido diseñado no es el deseado, por lo cual se realiza un proceso de optimización en el que se varían las anchuras y longitudes eléctricas de las líneas de transmisión $\lambda/4$, para conseguir una buena respuesta en la banda de operación.

Los parámetros que brindan unos mejores resultados están reflejados en la *Tabla VI.10.* Teniendo en cuenta que *w_50* y *l_50* son la anchura y longitud eléctrica de la línea de impedancia característica de 50 Ω, y *w_35* y *l_35*, análogamente, de la de 35.35 Ω.

Parámetro	Valor
w_50	0.79 mm
l_50	8.3 mm
w_35	1.29 mm
l_35	7.5 mm

Tabla VI.10 Resumen parámetros óptimos híbrido 90º.

En la *Figura VI.28* se puede observar que las pérdidas de retorno en la frecuencia de resonancia del dispositivo, para la que se ha diseñado, son inferiores a -40 dB. Éstas también son inferiores a -16.9 dB en toda la banda de 7.25 GHz a 8.4 GHz, por lo que el ancho de banda del híbrido la cubre perfectamente. En la *Figura VI.28* y *Figura VI.29* se puede observar como el reparto de potencia a los puertos 2 y 3 es de 3 dB, con una máxima variación de 0.46 dB en la banda de interés. Lo que significa un reparto equitativo, casi perfecto, de potencia respecto a la potencia entregada a la entrada.

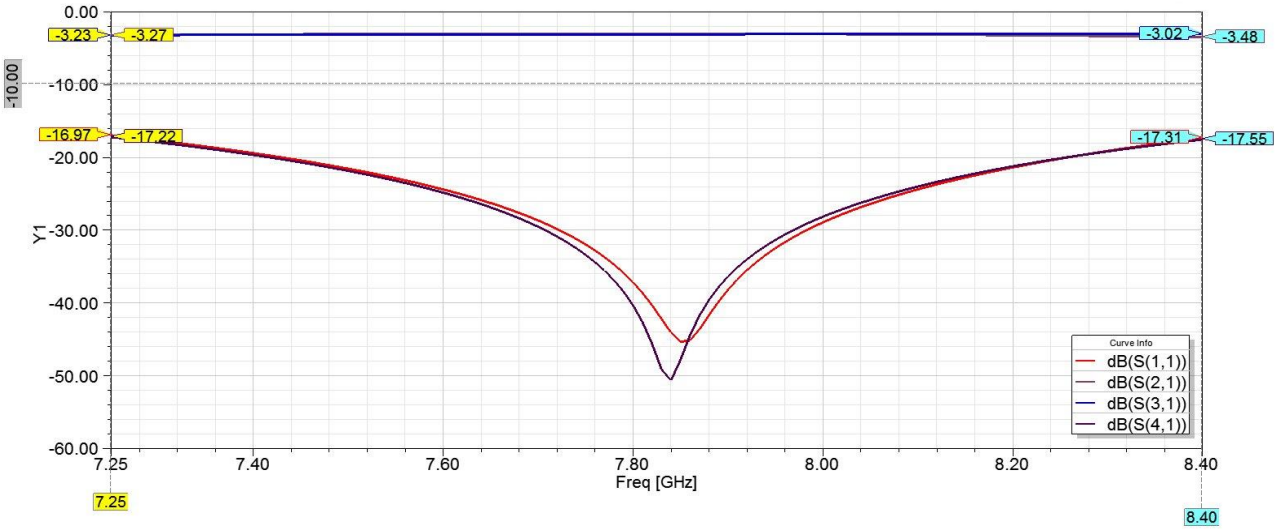


Figura VI.28 Parámetros S híbrido 90º optimizado.

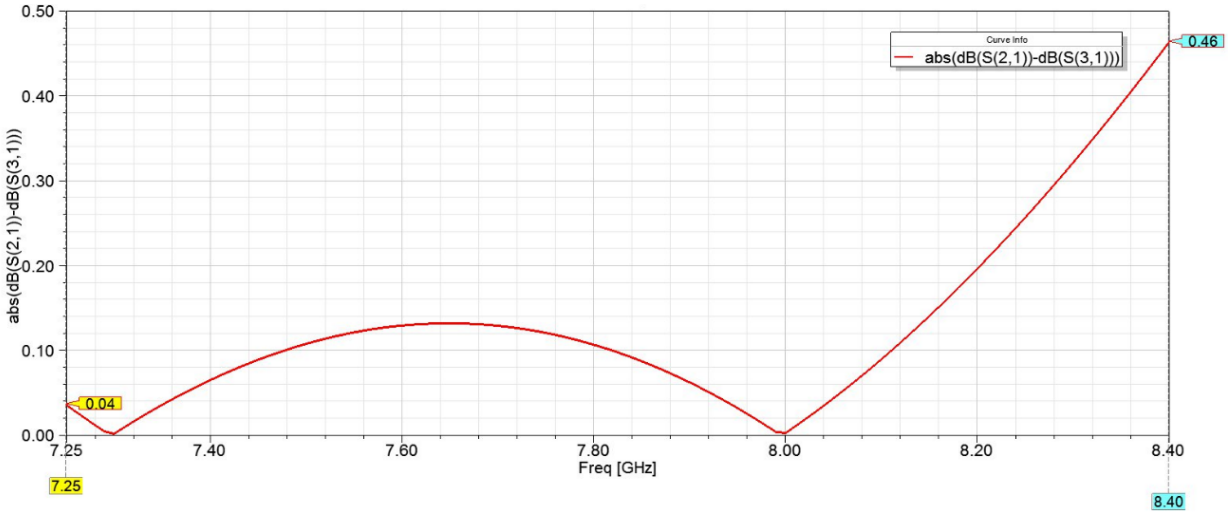


Figura VI.29 Variación magnitud, en valor absoluto, entre los puertos de salida 2 y 3 del híbrido de 90º optimizado.

En cuanto a la fase, como se ha comentado anteriormente, el desfase entre los puertos 2 y 3 debe ser 90º. En la *Figura VI*.30, se pueden observar las fases de los parámetros S_{21} y S_{31}, cuya diferencia es 90º en casi toda la banda, se aprecia que ambas curvas de datos poseen una pendiente muy similar, lo que significa que el desfase de 90º ocurre en toda la banda.

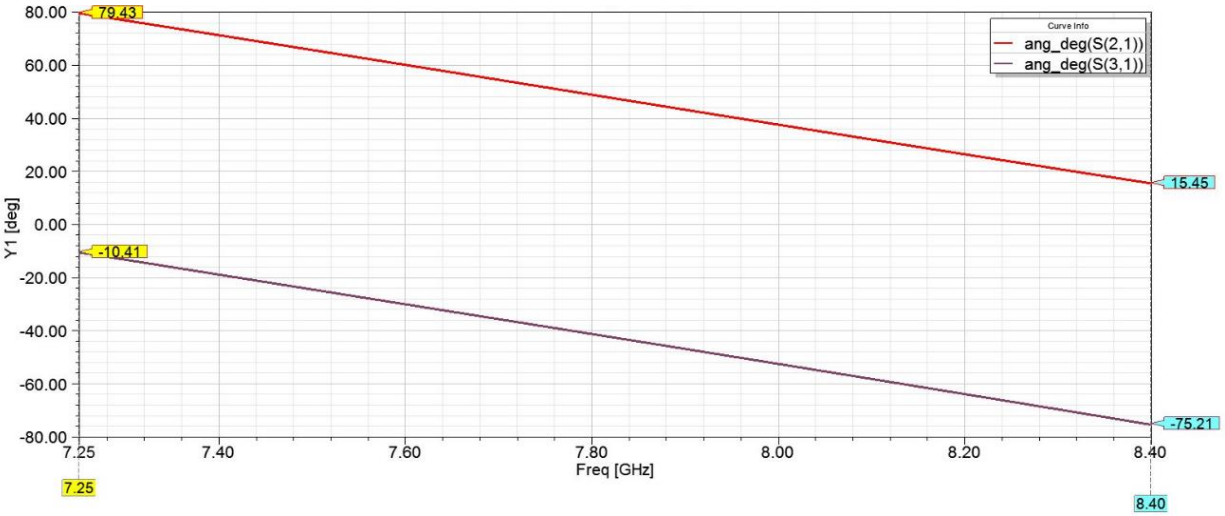


Figura VI.30 Fases en los puertos de salida 2 y 3 en el híbrido 90º optimizado.

Para una mejor visualización, se ha representado la diferencia de fase entre el puerto 2 y 3 en valor absoluto. La máxima desviación de desfase respecto a los 90º es de 90.66º.

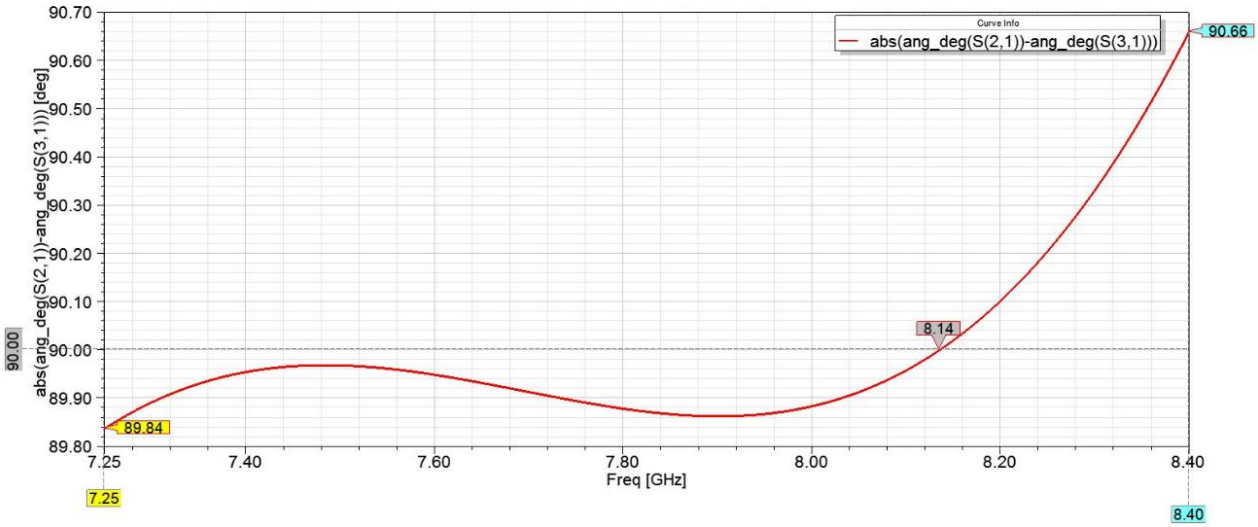


Figura VI.31 Diferencia de fase entre los puertos 2 y 3 en el híbrido 90º optimizado.

VI.3.4 Configuración final del módulo unidad y resultados

Como se ha definido en la introducción del *Apartado VI.3,* se denominará módulo unidad al conjunto de elemento radiante, transición e híbrido. Una vez se tiene cada parte optimizada por separado, se procede a unirlas y comprobar su funcionamiento total.

La estructura del diseño total se muestra en la *Figura VI.32* y *Figura.33.*

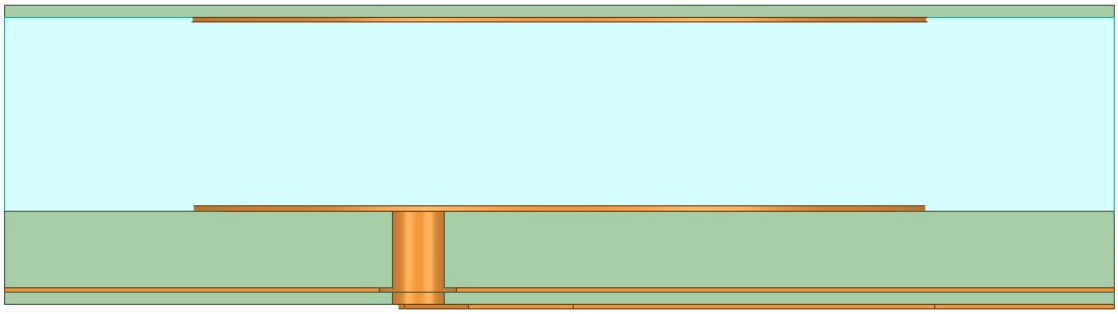


Figura VI.32 Corte transversal del perfil del módulo unidad.

La conexión del híbrido a los pines metálicos que atraviesan los sustratos, se ha realizado mediante dos líneas de transmisión de 50 Ω, una línea recta y otra girada 45º. Dicha configuración aportaba los mejores valores de acoplo.

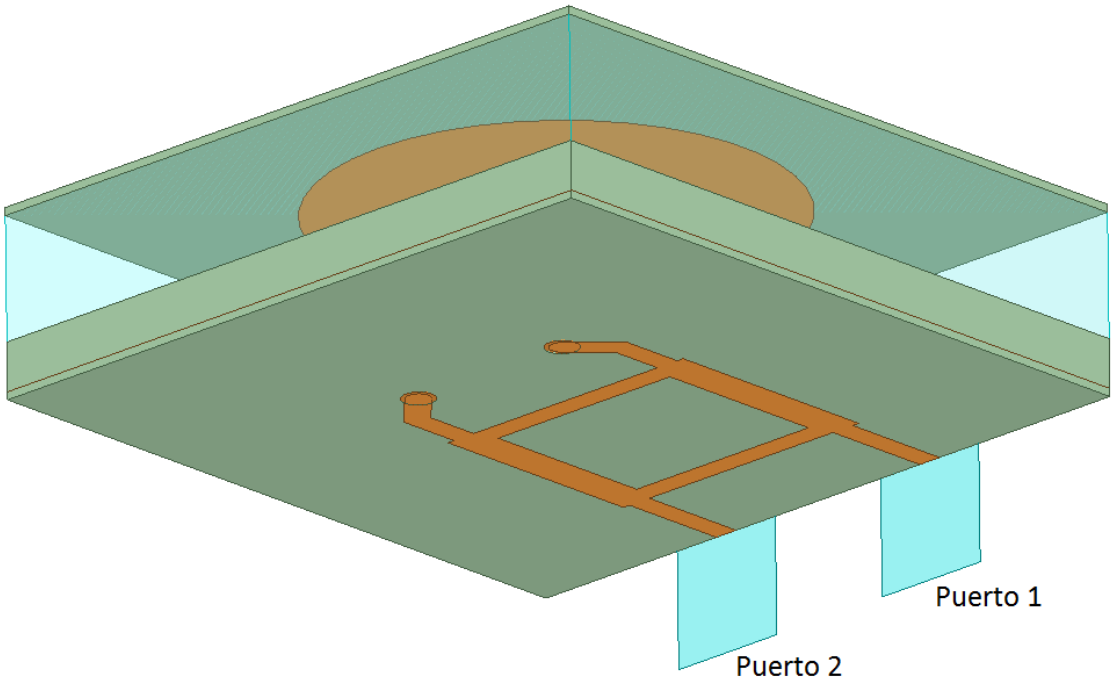


Figura VI.33 Módulo unidad.

Al alimentar el dispositivo por el puerto 1 se obtendrá polarización circular a izquierdas, y si se alimenta por el puerto 2, se obtendrá polarización circular a derechas.

Las medidas y parámetros de la unión de las antenas, transición e híbrido se resumen en la *Tabla VI.11.*

Parámetro	Valor
r_antena_superior	7.62 mm
r_antena_inferior	7.58 mm
d_pin_metálico	2.93 mm
r_pin_metálico	0.54 mm
r_perf_masa	0.8 mm
w_50_híbrido	0.79 mm
l_50_híbrido	8.3 mm
w_35_híbrido	1.29 mm
l_35_híbrido	7.5 mm

Tabla VI.11 Parámetros del módulo unidad.

Dichos parámetros han sido obtenidos optimizando cada componente por separado para después conformar el módulo unidad.

En la *Figura VI.34* se puede observar que el ancho de banda a -10 dB del conjunto, cubre sobradamente la banda deseada. Las pérdidas de retorno son inferiores a -13 dB con un mínimo de -20 dB. Mientras que el aislamiento entre puertos es inferior a -15 dB en toda la banda. Se puede observar que el comportamiento, aunque cumpla los requisitos de diseño, en frecuencias elevadas del ancho de banda (8.4 GHz) empeora.

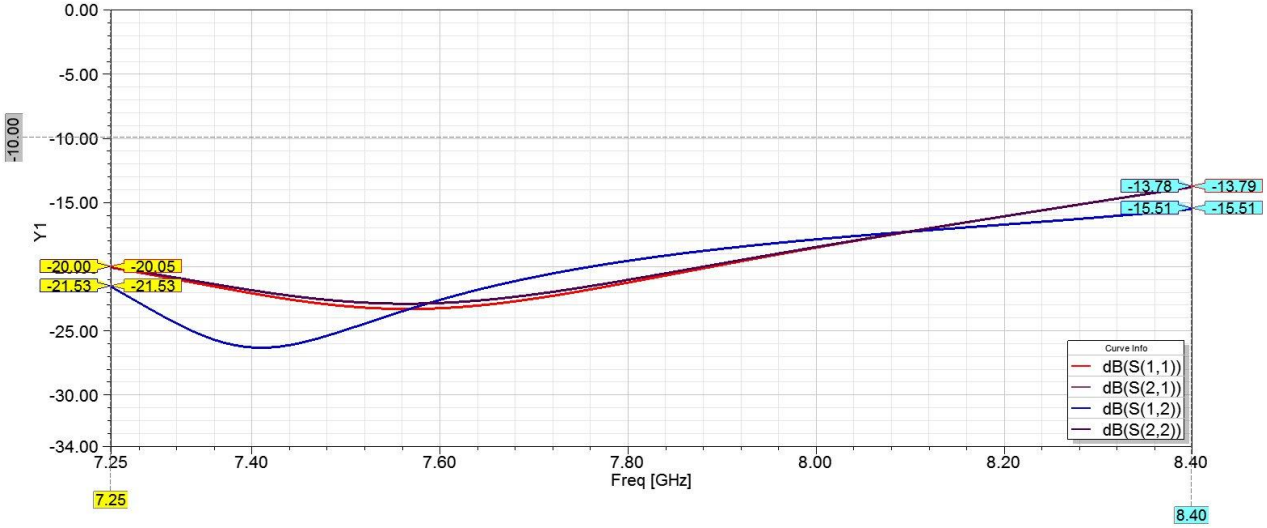


Figura VI.34 Parámetros S del módulo unidad.

El Axial Ratio es similar para la polarización circular a izquierdas y a derechas, con variaciones de ±0.02 dB. En la *Figura VI.35* se representa el caso de polarización a izquierdas, el valor máximo que alcanza el AR es de 2 dB, el cual se ha mantenido con respecto al diseño de las antenas apiladas (*Figura VI.16*).

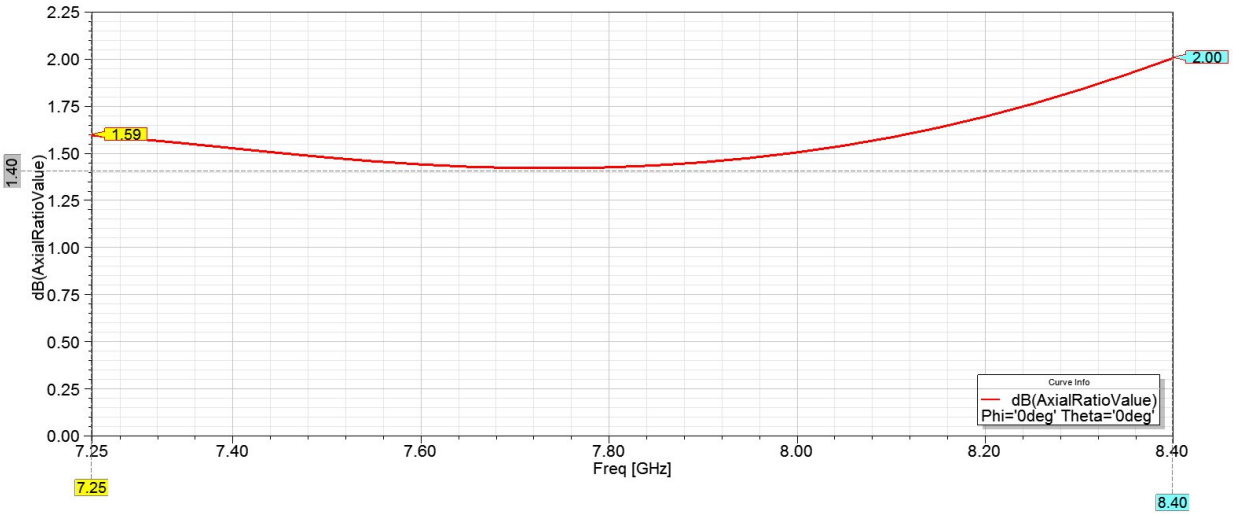


Figura VI.35 Axial Ratio del módulo unidad, circularmente polarizado a izquierdas.

En la *Figura VI.36* se puede observar la directividad y ganancia, sigue manteniendo unos valores de directividad típicos para este tipo de antenas. La directividad está por encima de 5.64 dBi en toda la banda, llegando a alcanzar un máximo de 6.7 dBi en la frecuencia de 8.4 GHz. Se puede observar una tendencia ascendente de la directividad con respecto a la frecuencia.

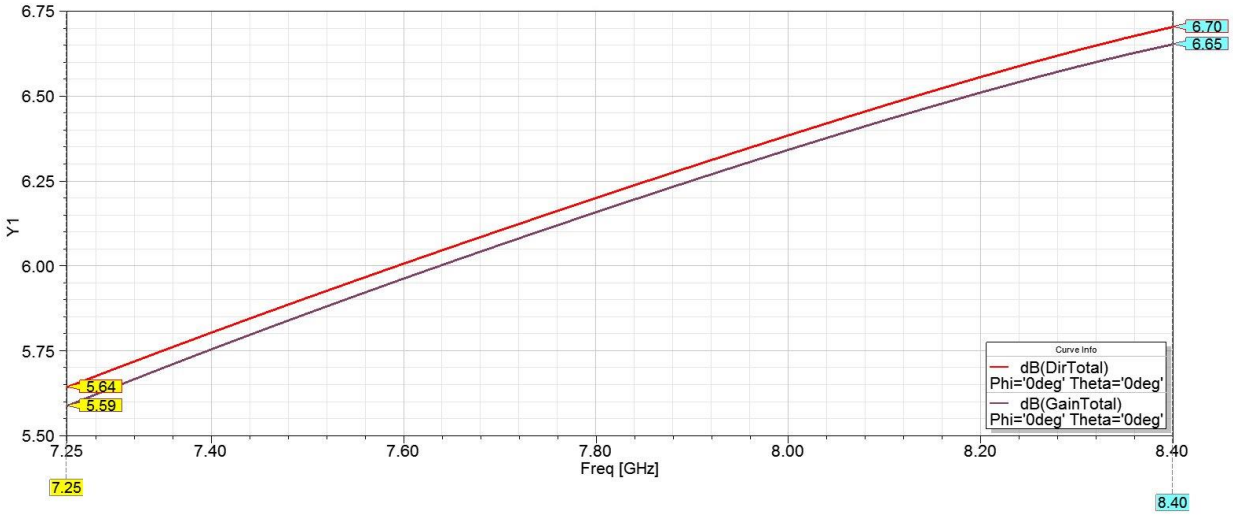


Figura VI.36 Directividad y ganancia del módulo unidad, cuando se polarizan circularmente a izquierdas.

A continuación, se representa la directividad a la frecuencia central cuando la antena está polarizada a izquierdas.

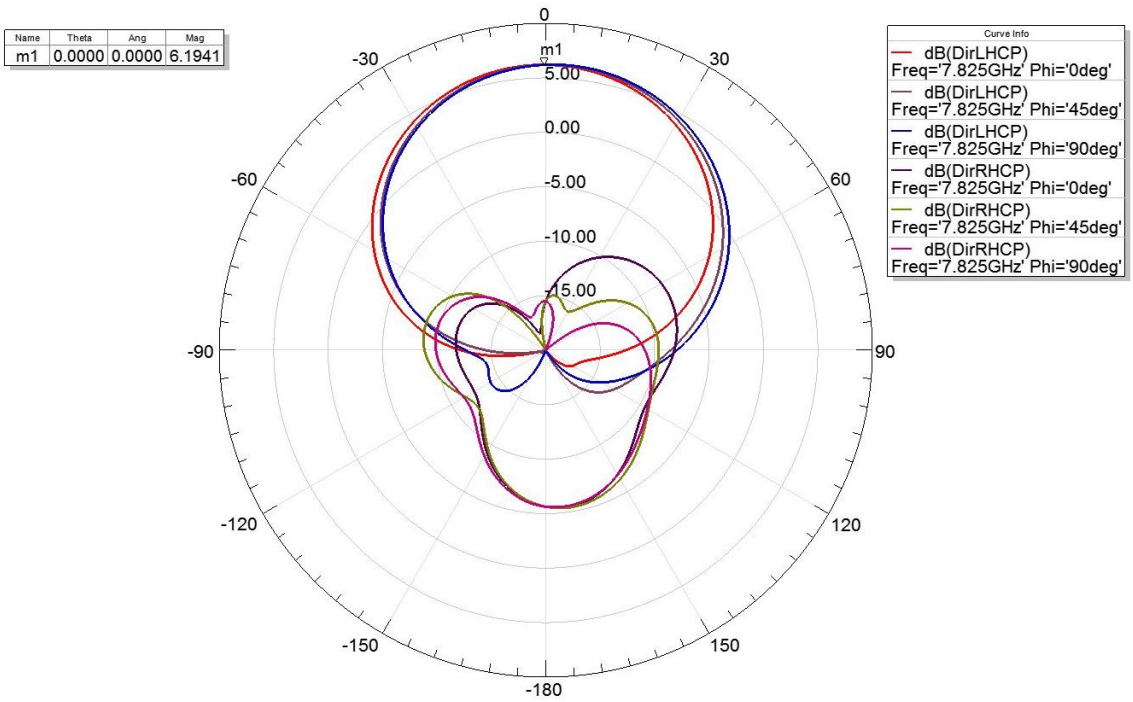


Figura VI.37 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el módulo unidad se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

Tras los resultados obtenidos, se ha sometido al módulo unidad en su conjunto a un proceso de optimización, de manera que se consigan mejorar tanto los parámetros S y Axial Ratio, como la Directividad.

Parámetro	Valor
r_antena_superior	7.61 mm
r_antena_inferior	7.5 mm
d_pin_metálico	2.58 mm
r_pin_metálico	0.648 mm
r_perf_masa	1 mm
w_50_híbrido	0.79 mm
l_50_híbrido	8.3 mm
w_35_híbrido	1.29 mm
l_35_híbrido	7.5 mm

Tabla VI.12 Parámetros del módulo unidad optimizado.

Las variaciones se han producido principalmente sobre la transición formada por vías metálicas que alimentaban la antena.

Tras el proceso de optimización se han obtenido los siguientes resultados. En la *Figura VI.38,* se observa que se ha conseguido una respuesta plana del parámetro S_{11} y S_{22} alrededor de -17.5 dB, y el acoplamiento entre puertos está por debajo de -17 dB, con un valor mínimo de -33 dB. El ancho de banda del dispositivo a -10 dB, cubre toda la banda de interés.

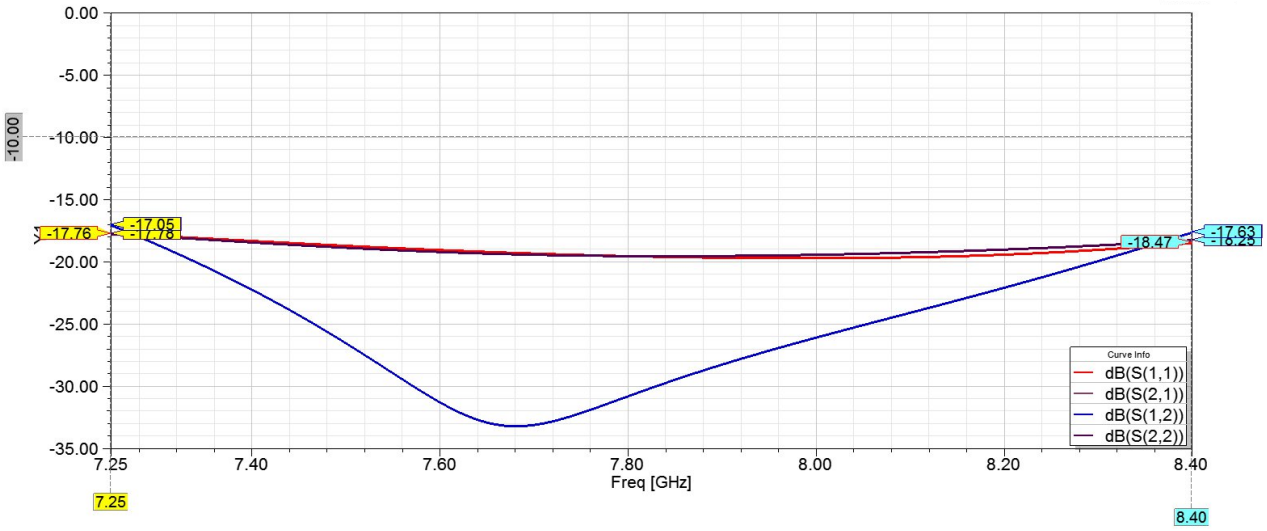


Figura VI.38 Parámetros S del módulo unidad optimizado.

El Axial Ratio se ha conseguido reducir haciendo de esta forma que cumpla las especificaciones de diseño que requerían que AR<1.4 dB.

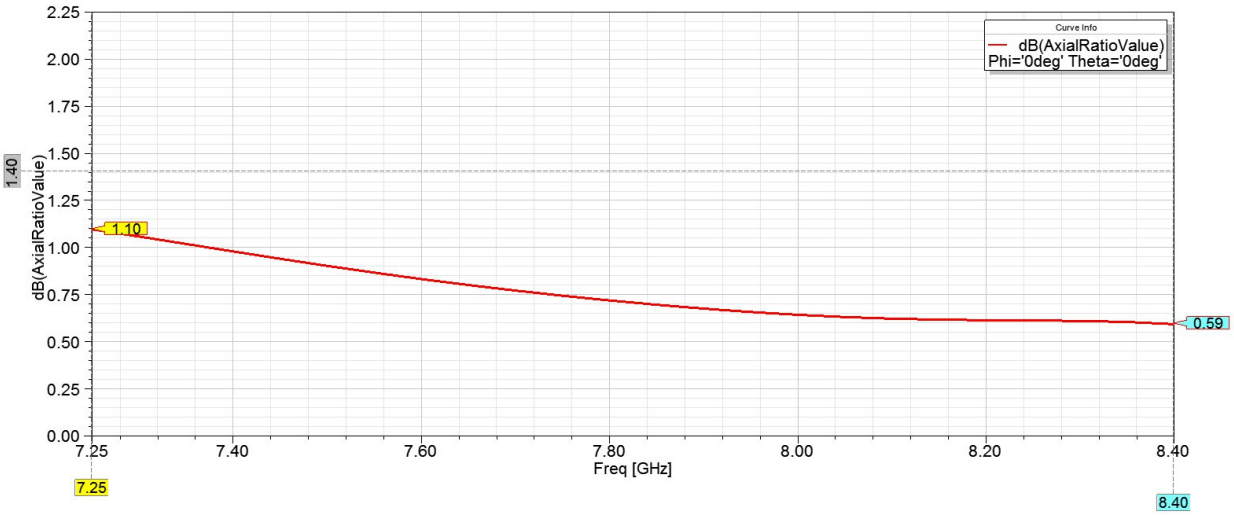


Figura VI.39 Axial Ratio del módulo unidad optimizado, circularmente polarizado a izquierdas.

La directividad y ganancia poseen valores muy similares a los del anterior diseño, por lo que se han conseguido mejorar los parámetros S y Axial Ratio sin afectar negativamente a los parámetros de radiación.

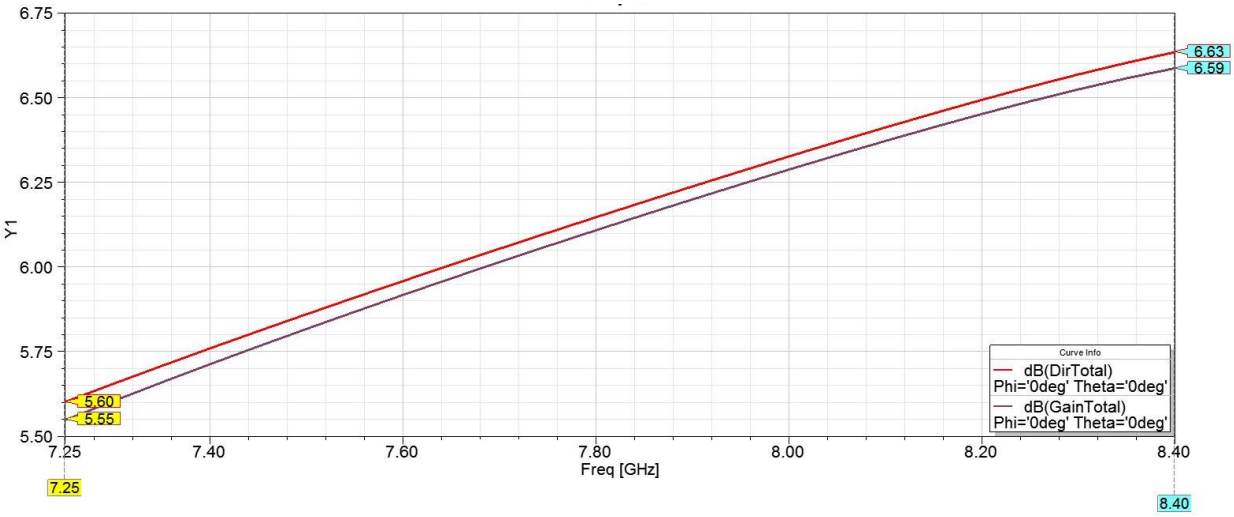


Figura VI.40 Directividad y ganancia del módulo unidad optimizado, cuando se polarizan circularmente a izquierdas.

En la *Figura VI.41*, se puede observar la directividad LHCP y RHCP en coordenadas polares con respecto a la frecuencia central de 7.825 GHz, que posee un diagrama típico de antenas parche.

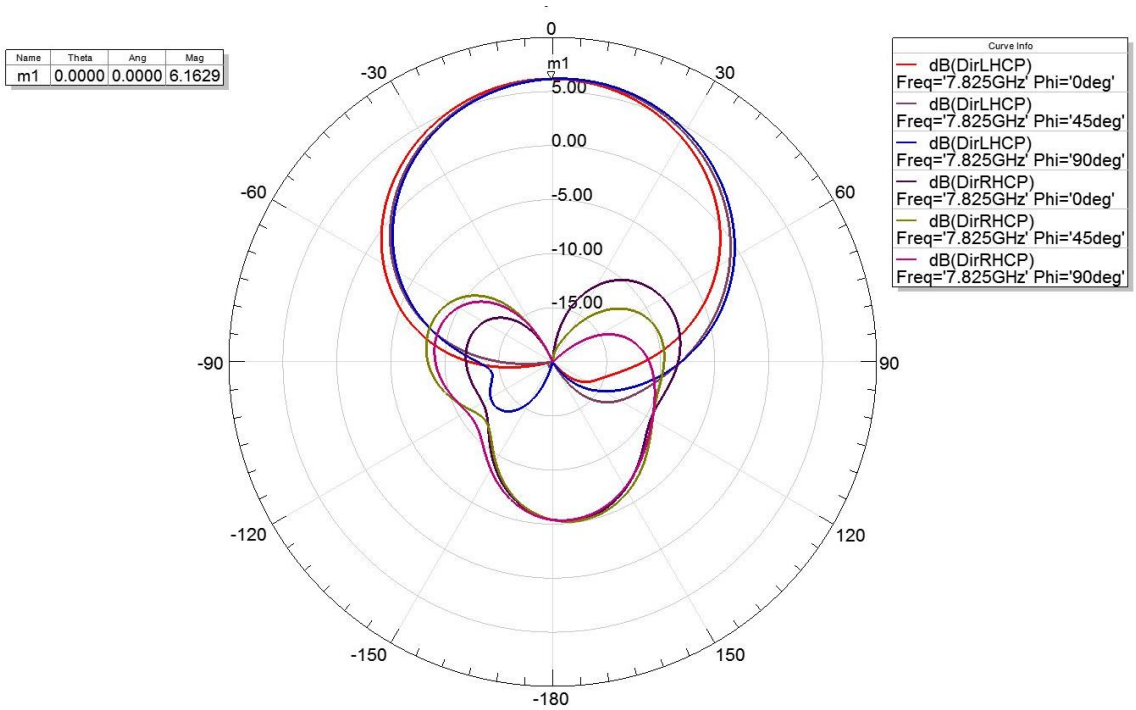


Figura VI.41 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el módulo unidad optimizado se polarizan a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

VI.3.5 Aplicando Factor de array al módulo unidad

Una agrupación de antenas permite obtener valores de directividad mayores y la capacidad de controlar el diagrama de radiación mediante variaciones de las amplitudes y/o corrientes de cada elemento.

Un factor importante de los arrays de antenas es la distancia entre elementos. Por lo que se va a realizar un estudio de la distancia óptima entre elementos que obtenga los mejores parámetros de directividad y que, a su vez, deje espacio suficiente en la capa de inferior para diseñar las redes de alimentación.

El software *ANSYS HFSS* posee una herramienta de simulación denominada *Antenna Array Setup*, en la cual se pueden realizar agrupaciones de antenas de un elemento sin necesidad de dibujarlas. Es muy útil para conocer valores de algunos parámetros, como por ejemplo la directividad, antes de realizar los diseños finales.

En la *Tabla VI.13* se reflejan los valores mínimos de directividad en dBi, respecto a la separación de los elementos radiantes, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones. Como elemento radiante se ha elegido al módulo unidad. Al aumentar la distancia entre elementos el área efectiva de la agrupación aumenta lo que implica una mayor directividad.

	Separación entre elementos				
Dimensión	**0.6 λ**	**0.7 λ**	**0.8 λ**	**0.9 λ**	**1 λ**
1x1	5.61	6.87	7.69	8.22	8.55
2x2	11.63	12.89	13.71	14.24	14.57
3x3	15.15	16.41	17.23	17.76	18.10
4x4	17.65	18.91	19.73	20.26	20.59
5x5	19.59	20.85	21.67	22.20	22.53
6x6	21.17	22.43	23.25	23.78	24.12
7x7	22.51	23.77	24.59	25.12	25.46
8x8	23.67	24.93	25.75	26.28	26.61
9x9	24.69	25.95	26.77	27.30	27.64
10x10	25.61	26.87	27.69	28.22	28.55
11x11	26.43	27.70	28.51	29.04	29.38
12x12	27.19	28.45	29.27	29.80	30.14

Tabla VI.13 Mínimos de directividad en dBi, respecto a la separación de los elementos radiantes, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones.

En verde se han remarcado aquellas directividades que superan los requisitos de diseño a cumplir. Se ha elegido un factor de separación entre elementos de 0.8λ por varias razones:

- Se cumple que directividad>26 dBi a partir de la dimensión 9x9.
- Menos posibilidad de aparecer grating lobes que 0.9λ. Éstos suelen surgir a partir de una o más longitudes de onda, pero si debido a la alimentación aparece desapuntamiento en la agrupación, es más probable que aparezcan lóbulos de difracción.
- Separación entre elementos de 30.67 mm, espacio suficiente para diseñar la red de alimentación.
- Las dimensiones totales del array 12x12, con un factor de 0.8λ , son 36.8x36.8 cm. Mientras que con 0.9λ serían de 41x41cm, lo cual supera el tamaño máximo de las especificaciones de diseño requeridas.

VI.4 Agrupación 2x2

A continuación, una vez que ya se posee el diseño final del módulo unidad y la distancia óptima entre estos, se pasa a diseñar una agrupación de antenas de cuatro elementos.

VI.4.1 Rotación secuencial o subarray síncrono

Una disposición habitual de los elementos radiantes, en nuestro caso los módulos unidad, se muestra en la *Figura VI.42*.

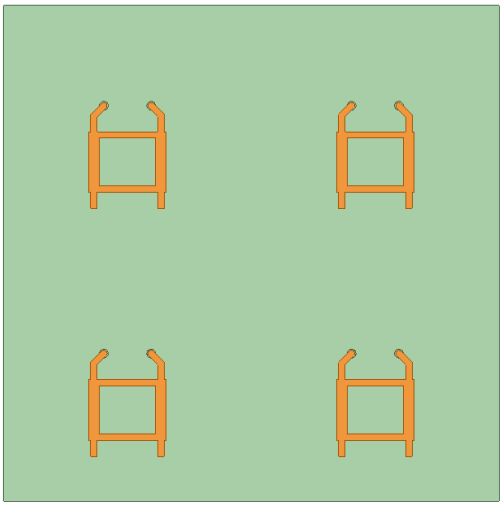


Figura VI.42 Posible colocación de los módulos unidad visto desde abajo.

Pero como hay que cumplir que el Axial Ratio sea menor que 1.4 dB, se pueden utilizar técnicas de posicionado de las antenas para conseguir reducir tal parámetro, como por ejemplo la rotación secuencial.

La rotación secuencial consiste en colocar un cierto número de parches rotados cierto ángulo entre sí, dicho ángulo dependerá del número de parches del array. Además, se deberá aplicar una diferencia de fase en la alimentación de los elementos. Este método se utiliza para conseguir polarización circular, por lo que si cada elemento ya está polarizado circularmente, dicha polarización se reforzará y se obtendrán mejores valores de AR.

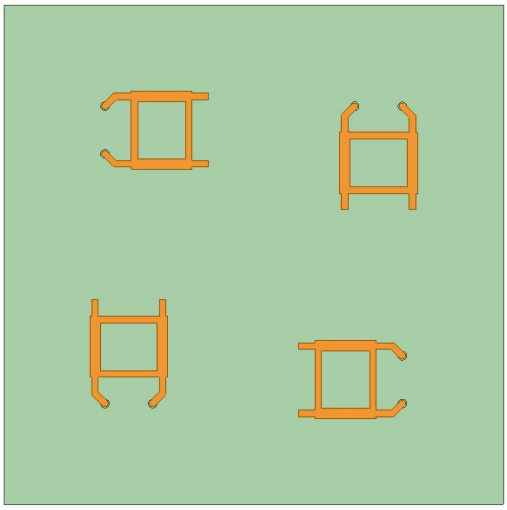
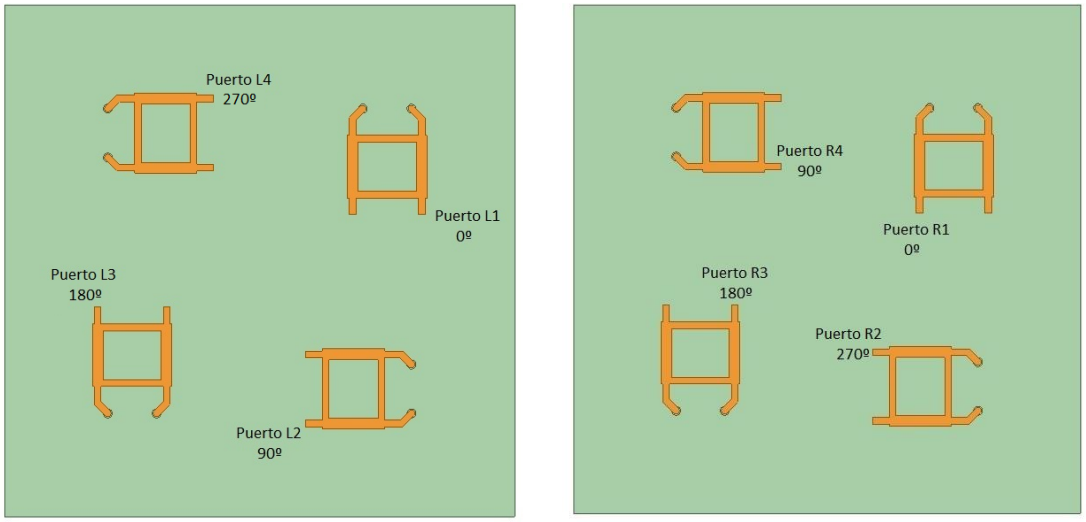


Figura VI.43 Módulos unidad con rotación secuencial visto desde abajo.

En la *Figura VI.43* se puede ver la colocación elegida una vez realizada la rotación secuencial. Como se trata de una agrupación de 4 elementos los módulos unidad se han rotado 90º, pero dejando los puertos de los híbridos hacia el centro de la estructura, de forma que la alimentación se pueda diseñar de forma más sencilla.

Para que la rotación secuencial funcione correctamente, la alimentación deberá seguir el sentido de rotación de la polarización. Mirando el array 2x2 desde abajo, si la polarización es circular a izquierdas, deberá alimentarse con un desfase de 90º en sentido horario, y si es a derechas antihorario, tal y como se ve en la *Figura VI.44.*



a) *b)*

Figura VI.44 Alimentación necesaria para rotación secuencial. a) Izquierdas. b) Derechas.

Mediante ésta técnica se consigue estabilizar el AR, ya que el giro entre elementos refuerza el propio giro de la polarización circular, por lo que los campos de polarización cruzada de cada parche se minimizan.

Con la aplicación de la técnica de rotación secuencial, se ha conseguido reducir el Axial Ratio de 1.1 dB (*Figura VI.39)* de un único módulo unidad radiando, a valores muy cercanos a 0 dB. Esto ocurre tanto para la polarización circular a izquierdas como a derechas. Dichos resultados han sido obtenidos alimentando directamente los híbridos, por lo que las magnitudes y fases entregadas eran perfectas.

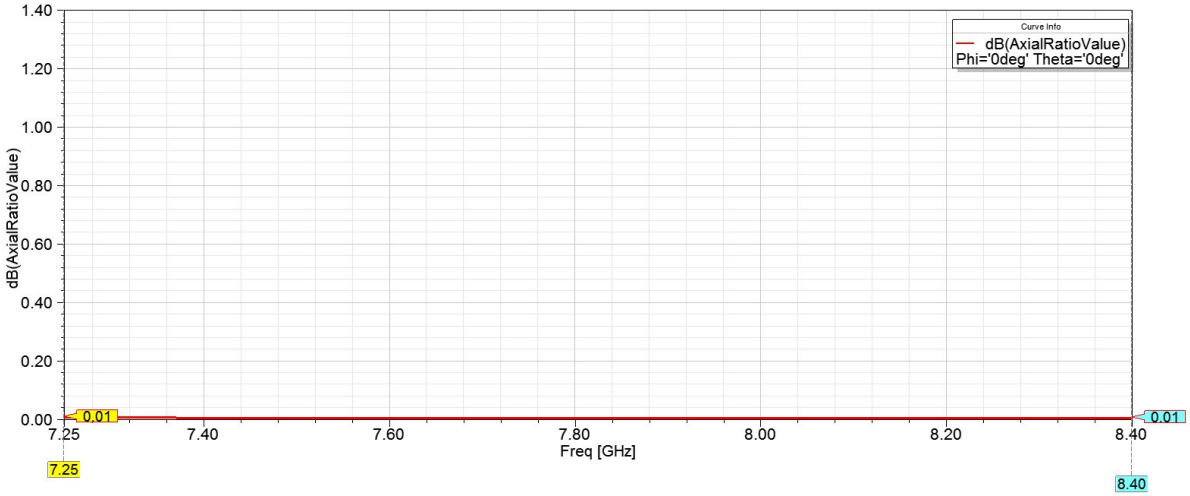


Figura VI.45 Axial ratio al aplicar rotación secuencial en el caso de polarización circular a izquierdas.

VI.4.2 Alimentación polarización circular a izquierdas array 2x2

Una vez definidas las fases que deben llegar a cada puerto de entrada de los híbridos, y sabiendo que las magnitudes deben de ser iguales, se pasará al diseño de una alimentación que lo logre.

Para ello se usan divisores de potencia, los más cómunes son los divisores T. Se planteó la posibilidad de usar divisores Wilkinson ya que ofrecen un buen aislamiento entre puertos, pero su elevado tamaño y su complejidad de diseño fueron puntos en contra. A continuación, se describe el proceso seguido para realizar una alimentación 1x4 con divisores T.

VI.4.2.1 Diseño de divisor T

Una vez elegido el tipo de divisor que se va a implementar, se calculan sus dimensiones dependiendo de la impedancia de las salidas y de la relación de división de potencia. El módulo unidad posee una impedancia característica de entrada de $Z_0 = 50\ \Omega$.

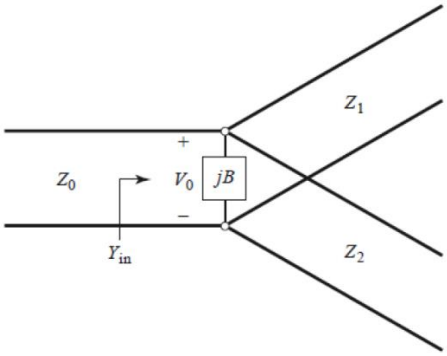


Figura VI.46 Modelo de divisor sin pérdidas.

Sabiendo que las líneas de salida del divisor T tienen que tener una impedancia característica de 50 Ω, por *(III.12)* se debe cumplir la siguiente igualdad

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_{in}} \rightarrow \frac{1}{50\Omega} + \frac{1}{50\Omega} = \frac{1}{Z_{in}} \rightarrow Z_{in} = 25\ \Omega$$

Cuyo valor, para una relación de potencia 1:1, se puede comprobar de la siguiente forma. En condiciones de adaptación, las potencias de salida y entrada del dispositivo serán

$$P_{in} = \frac{1}{2}\frac{V_{in}^2}{Z_{in}}\ , P_1 = \frac{1}{2}\frac{V_{in}^2}{Z_1}\ , P_2 = \frac{1}{2}\frac{V_{in}^2}{Z_2}$$

de lo que se deduce que

$$\frac{P_1}{P_{in}} = \frac{1/\ Z_1}{1/Z_{in}}\ , \frac{P_2}{P_{in}} = \frac{1/\ Z_2}{1/Z_{in}}$$

de donde

$$Z_{in} = Z_1 \cdot \frac{P_1}{P_{in}}\ , Z_{in} = Z_2 \cdot \frac{P_2}{P_{in}}$$

Por lo que si la relación de potencia es 1:1, igual en ambos puertos, se cumple que

$$Z_{in} = Z_1 \cdot \frac{1}{2} = 25\Omega\ ,\ \ Z_{in} = Z_2 \cdot \frac{1}{2} = 25\Omega$$

Una vez se tiene el valor de la impedancia de entrada al divisor, se calcula el ancho de la línea de transmisión con esa misma impedancia utilizando *(II.7)* y *(II.8),* lo que resulta en $w = 1.99\ mm$, pero al simular en el software ANSYS se observa que un grosor de 2.07 mm da una impedancia característica más aproximada a 25Ω.

Se dibuja el divisor sobre un sustrato Rogers 5880 de 0.254mm de grosor.

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.78 mm	0.8 mm
35.35 Ω	1.28 mm	1.29 mm
25 Ω	1.99 mm	2.07 mm

Tabla VI.14 Anchos de las líneas de las líneas de transmisión.

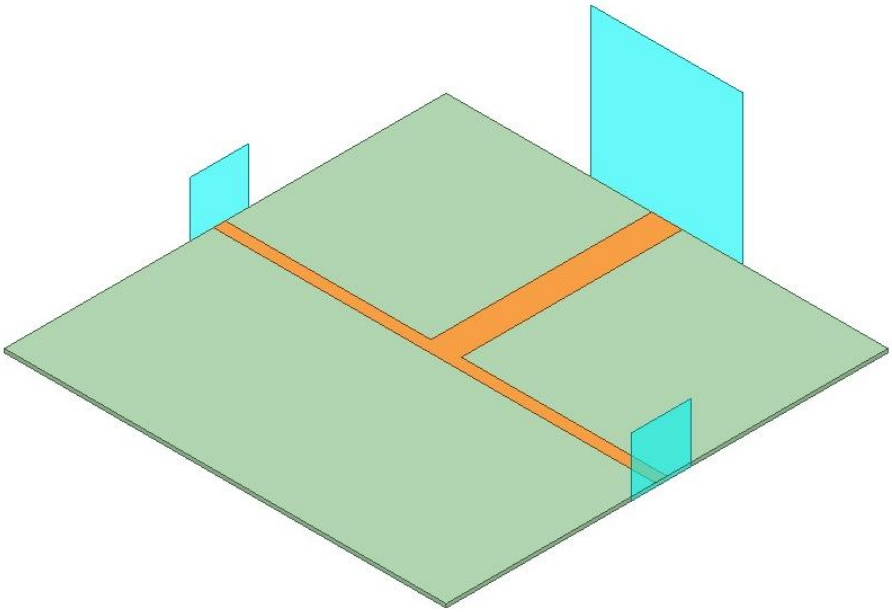


Figura VI. 47 Divisor T en tecnología microstrip..

Como se puede observar en la *Figura VI.48* hace una división casi perfecta entre las salidas, los valores son muy aproximados a 3 dB, y las pérdidas de retorno tienen una respuesta plana en toda la banda con valores inferiores a -24 dB.

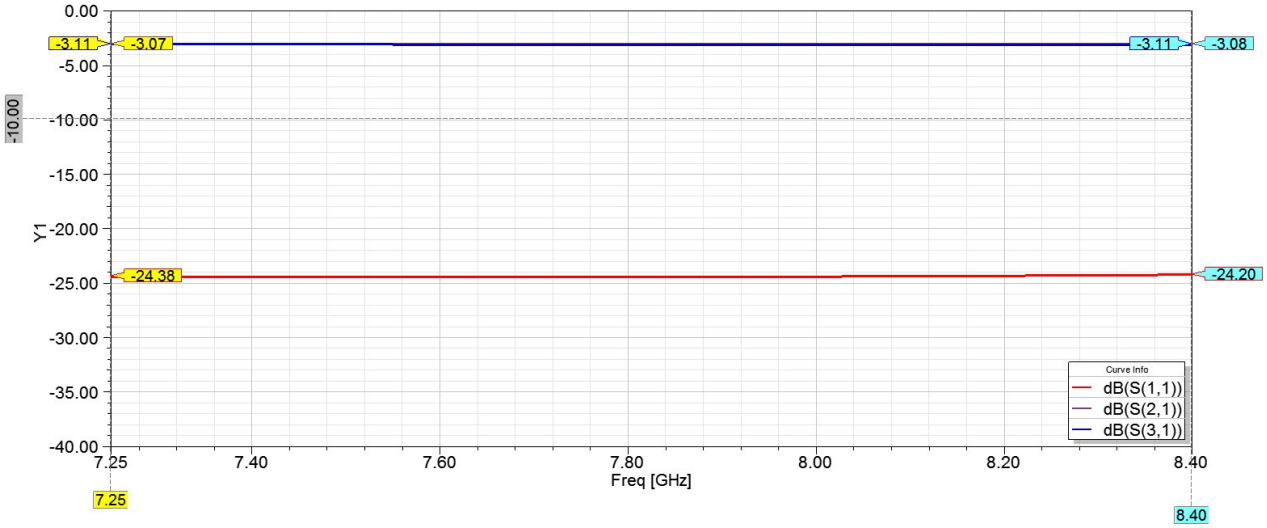


Figura VI.48 Parámetros S divisor T.

VI.4.2.2 Adaptador λ/4

A continuación se diseñará un adaptador $\lambda/4$, que servirá para adaptar la entrada del divisor T de 25Ω a una línea de impedancia 50Ω. La longitud eléctrica del adaptador es $\lambda/4$ y su impedancia

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 R_L} = \sqrt{25 \cdot 50} = 35.3553\ \Omega$$

Se dibujan dos líneas de transmisión, de 25Ω y 50Ω, unidas mediante el adaptador $\lambda/4$ en *ANSYS HFSS*. Los valores de los anchos de línea se sacan de la *Tabla VI.14.* La longitud del adaptador lambda cuartos se ha calculado mediante un barrido paramétrico, dando los mejores resultados una longitud de $l_{\lambda/4} = 6.4\ mm$.

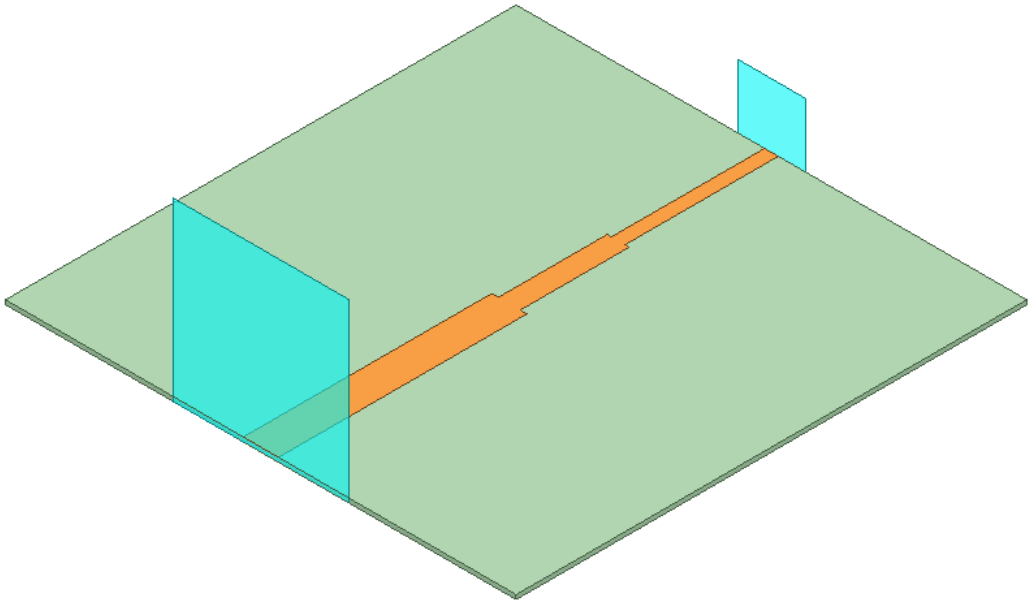


Figura VI.49 Adaptador λ/4 en tecnología microstrip.

La respuesta del adaptador λ/4 es buena toda la banda de frecuencias. Las pérdidas de inserción son inferiores a -0.1 dB y las de retorno no superan los -23 dB.

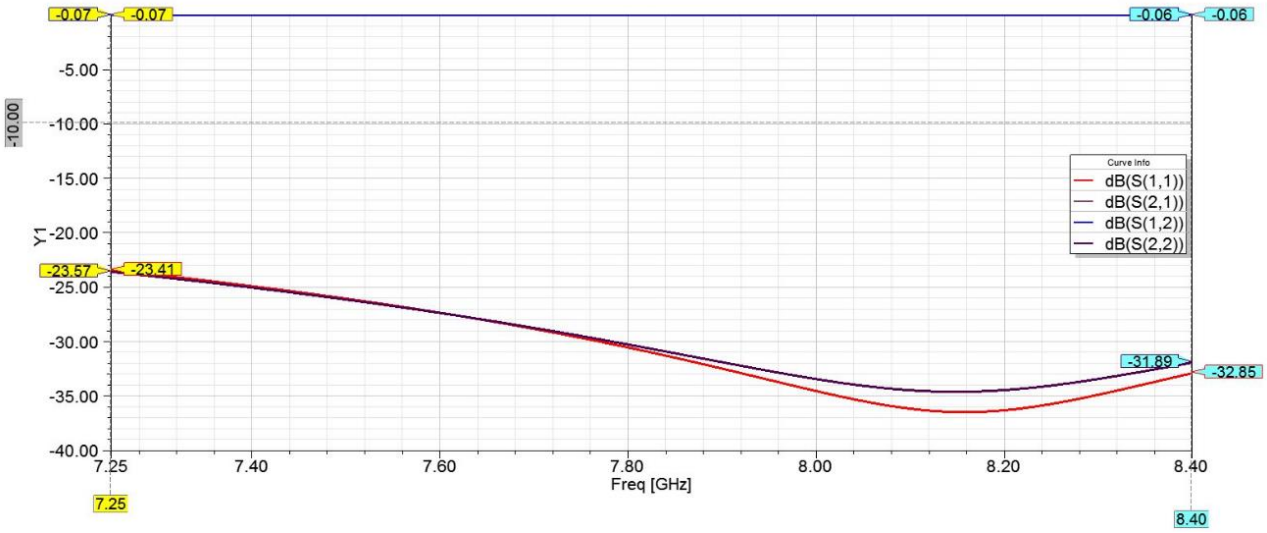


Figura VI.50 Parámetros S Adaptador λ/4.

VI.4.2.3 Diseño divisor T con adaptador λ/4

En este apartado se realiza un divisor T con impedancia de entrada 50 Ω en todos sus puertos, para esto se juntan los diseños de los *Apartados VI.4.1 y VI.4.2.* En la *Figura VI.51* se muestra el diseño resultante.

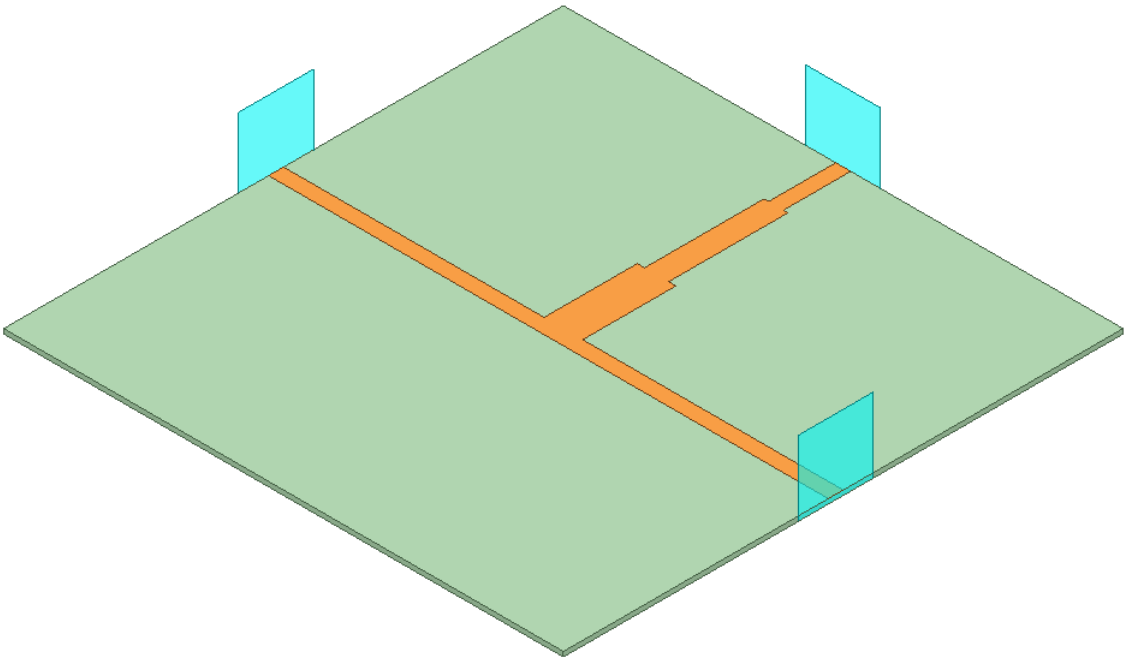


Figura VI.51 Divisor T con adaptador λ/4 en tecnología microstrip.

Las pérdidas de retorno han empeorado 2 dB con respecto al diseño sin el adaptador, lo cual era de esperar. En cuanto a la división de potencia, se puede observar que se realiza equitativamente entra las salidas en toda la banda de funcionamiento.

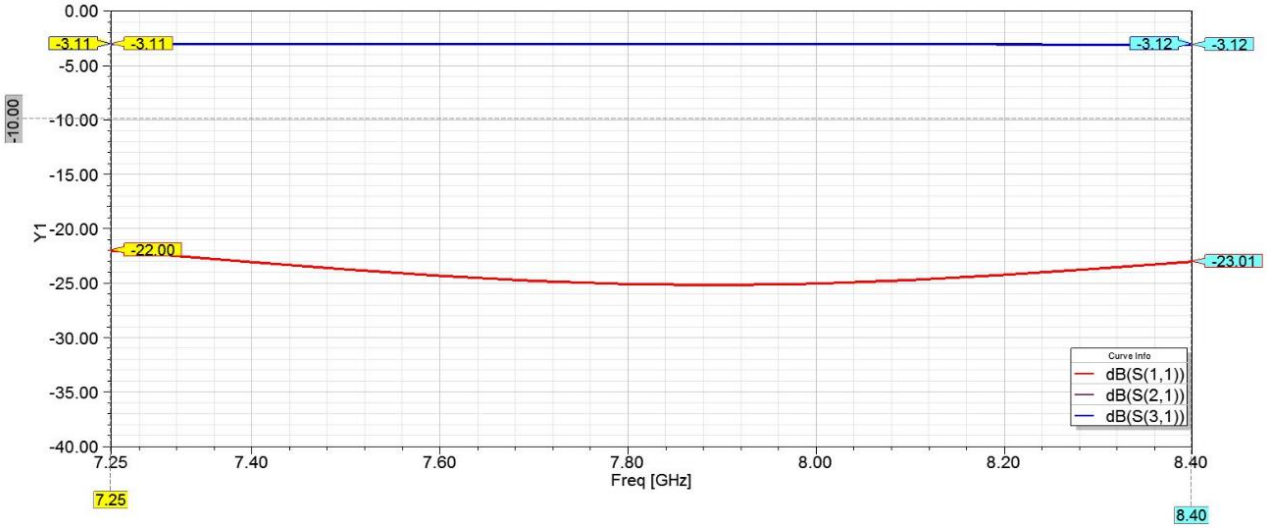


Figura VI.52 Parámetros S del divisor T con adaptador λ/4.

VI.4.2.4 Diseño de un divisor 1x4

La potencia resultante en los cuatro puertos de salida deberá ser de la misma magnitud. Se desea que todos los puertos del divisor 1x4 tengan una impedancia característica de 50 Ω. Para realizar un divisor de alimentación con una 1 entrada y 4 salidas se plantea la siguiente configuración.

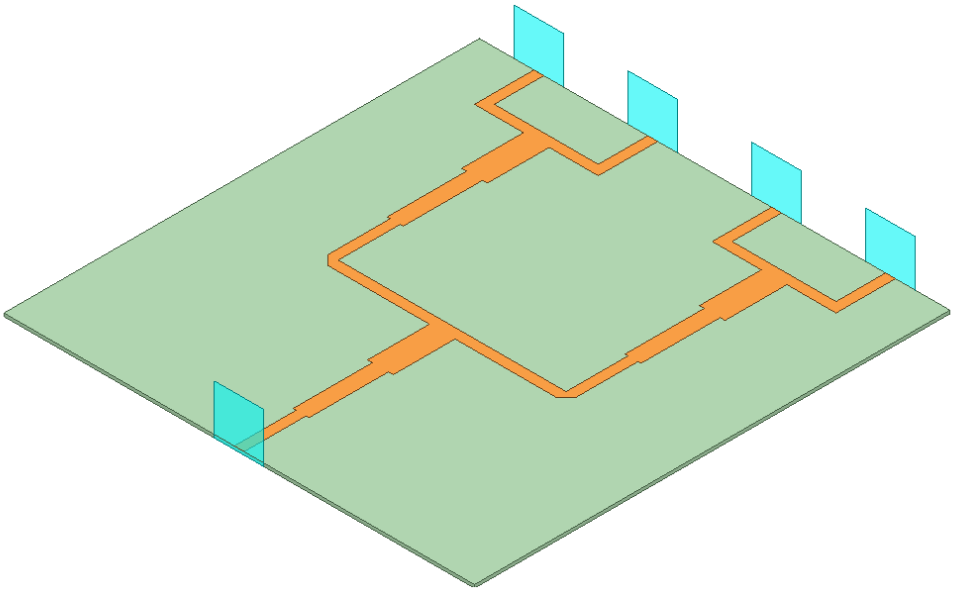


Figura VI.53 Red de alimentación 1x4 en tecnología microstrip.

En la *Figura VI.54*, se puede observar como los parámetros S_{21}, S_{31}, S_{41} y S_{51} tienen un valor de alrededor de -6 dB, lo que quiere decir que la distribución de potencia es igual para las cuatro ramas. Las pérdidas de retorno, parámetro S_{11}, está por debajo de -16 dB, su empeoramiento con respecto a un único divisor T es debido a la concatenación de adaptadores $\lambda/4$, cuya respuesta en frecuencia es estrecha.

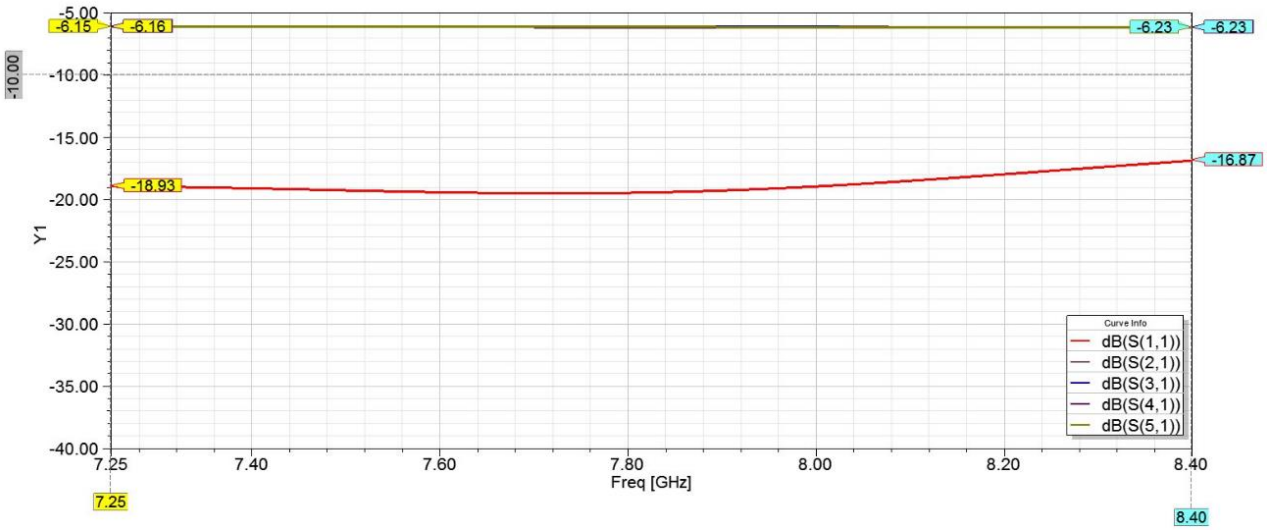


Figura VI.54 Parámetros S red de alimentación 1x4

VI.4.2.5 Diseño de la alimentación que consigue polarización circular a izquierdas

La agrupación de antenas a alimentar se puede observar en la *Figura VI.55*. Las dimensiones del módulo unidad son 30.67x30.67x6.1 mm, por lo que el array 2x2 tiene unas dimensiones de 61.34x61.34.x6.1 mm.

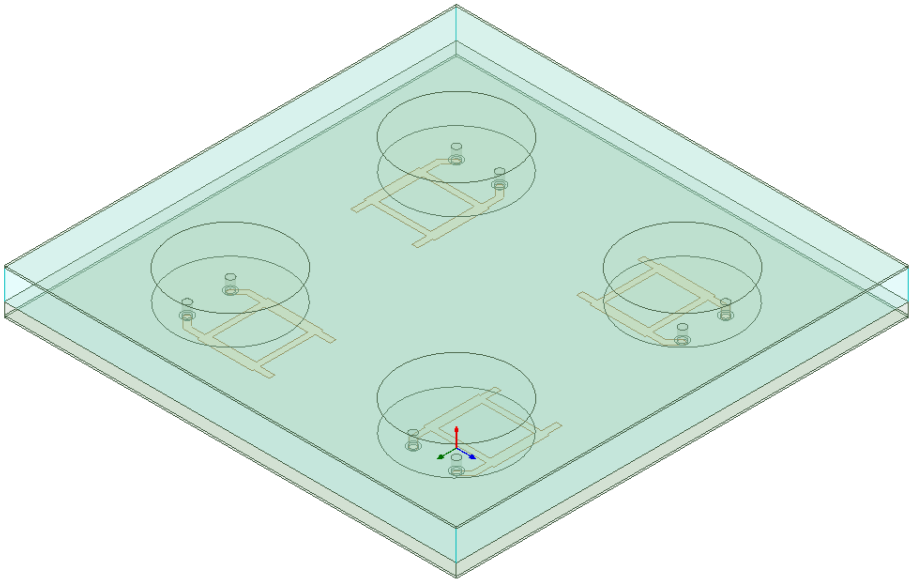


Figura VI.55 Agrupación de antenas 2x2.

A partir de ahora se trabajará en la capa inferior del array 2x2, que es en la que se encuentra la alimentación hacia los parches. En la *Figura VI.56*, se puede observar la nomenclatura de los puertos que se usará a partir de ahora, los *Puertos LX* consiguen polarización circular a izquierdas, y los *Puertos RX* consiguen polarización circular a derechas. Debido a la disposición de los puertos, la alimentación a derechas se va a realizar por el interior de la estructura, mientras que la de izquierdas se va a realizar por el exterior.

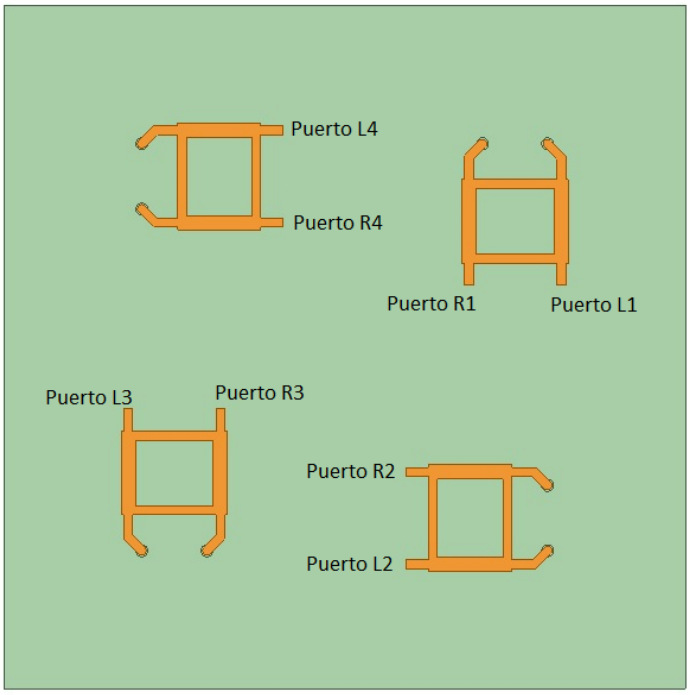


Figura VI.56 Disposición de los puertos en el array 2x2 visto desde abajo.

Se planteó la utilización de una alimentación 1x4 formada por líneas de 50Ω, 25Ω y 12.5Ω, de forma que solo hiciese falta la utilización de un único adaptador $\lambda/4$ a la entrada, lo cual mejoraría el ancho de banda ya que estos dispositivos tienen una respuesta en frecuencia estrecha, pero la anchura de las líneas hacía imposible su implementación por el exterior.

Por lo tanto, la alimentación se realizará mediante la unión de los divisores T con adaptadores $\lambda/4$ antes caracterizados, debido al reducido espacio en el exterior de la capa inferior.

Como se indica en el *Apartado VI.4.2*, para conseguir implementar la rotación secuencial en el caso de polarización circular a izquierdas, el desfase entre el Puerto L1 y el Puerto L4 ($\angle Puerto\ L1 - \angle Puerto\ L4$) tiene que ser 90º. Para ello se implementa un divisor T cuya posición logre dicha diferencia de fase. Los puertos se colocan de forma que encajen perfectamente en las entradas de los híbridos de 90º.

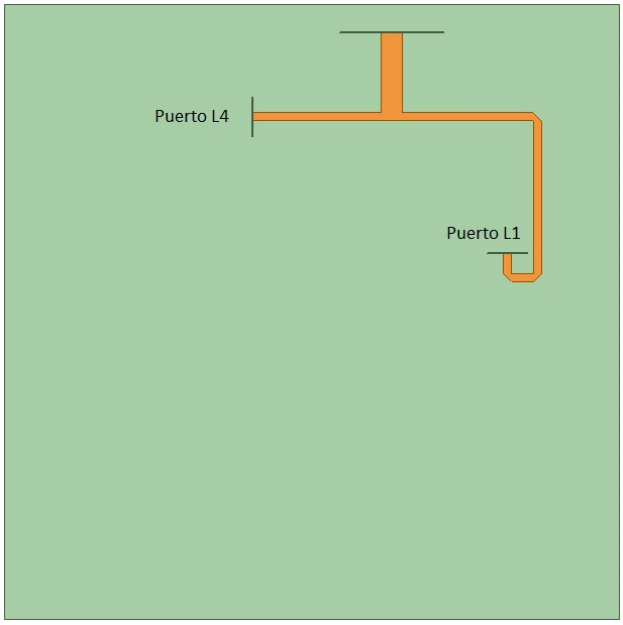


Figura VI.57 Alimentación 1x2 con desfase de 90º visto desde abajo.

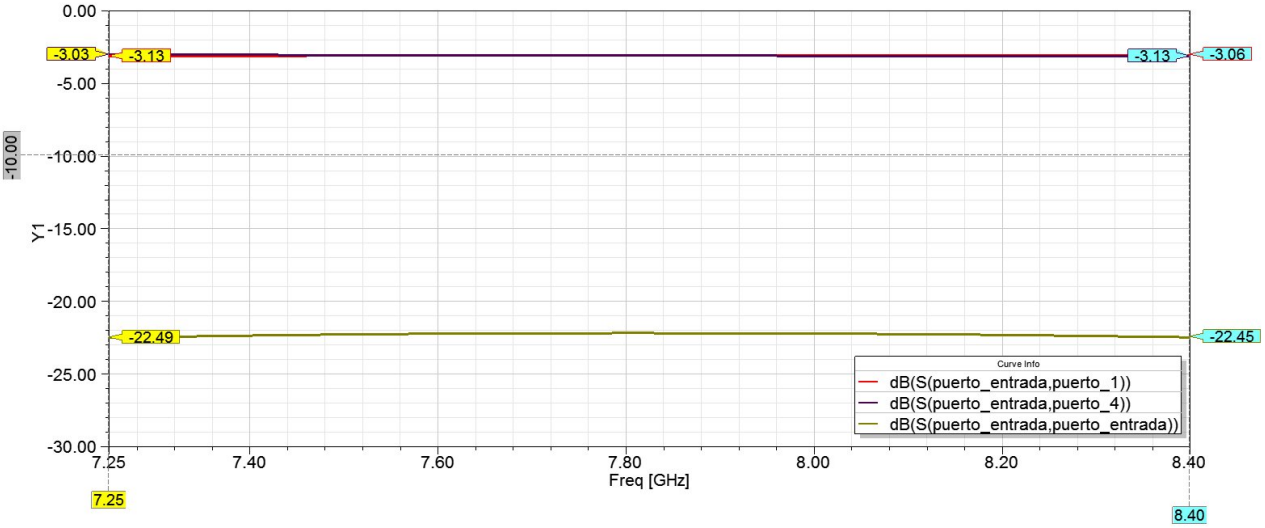


Figura VI.58 Parámetros S alimentación 1x2 con desfase de 90º.

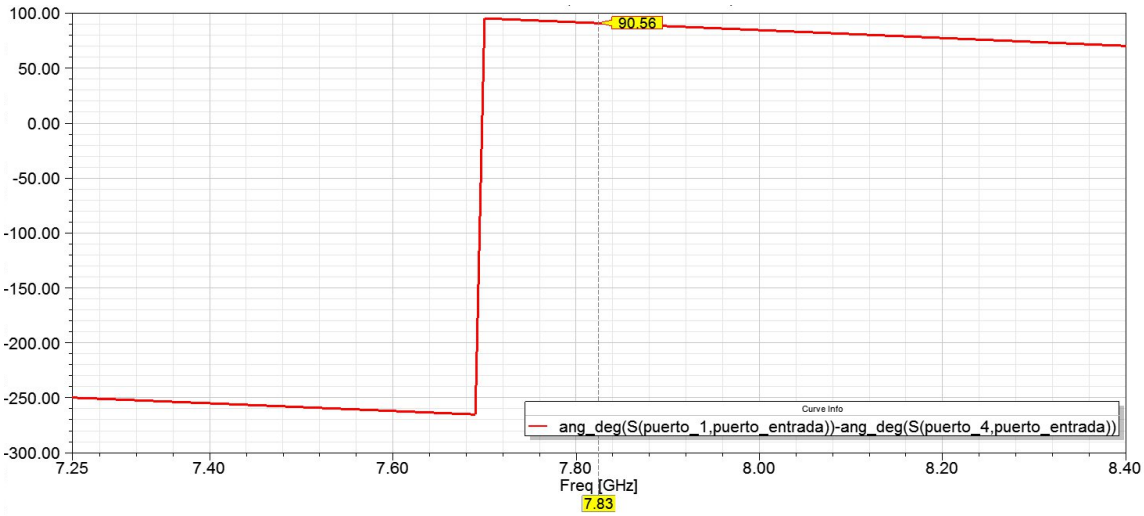


Figura VI.59 Desfase L1-L4 (Puerto L1 - Puerto L4) en la alimentación 1x2.

En la *Figura VI.58* y *Figura VI.59*, se puede observar que se realiza la división de magnitud equitativamente entre las salidas, que las pérdidas de retorno están por debajo de -22 dB y que el desfase a la frecuencia central es de aproximadamente 90º entre los puertos L1 y L4.

Por simetría central, y sabiendo que el desfase entre los puertos L3 y L2 tiene que ser 90º, se puede implementar el mismo diseño de alimentación 1x2.

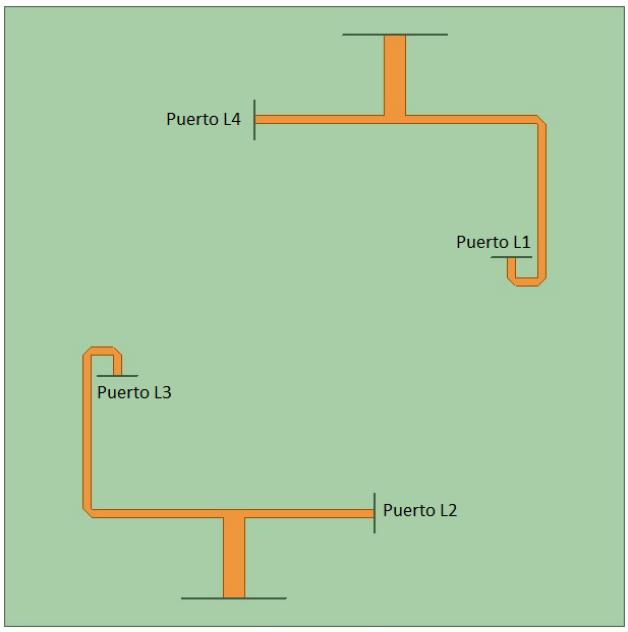


Figura VI.60 Alimentaciones 1x2 que consiguen desfases de 90º visto desde abajo.

Para terminar, el desfase entre los puertos L2-L4 y L3-L1 es de 180º, de manera que se pueden unir ambas alimentaciones 1x2 mediante un divisor T cuya posición genere dicho desfase.

La alimentación completa se muestra en la *Figura VI.61*, en la que se han introducido además los adaptadores $\lambda/4$ necesarios para que la salida tenga una impedancia característica de 50 Ω.

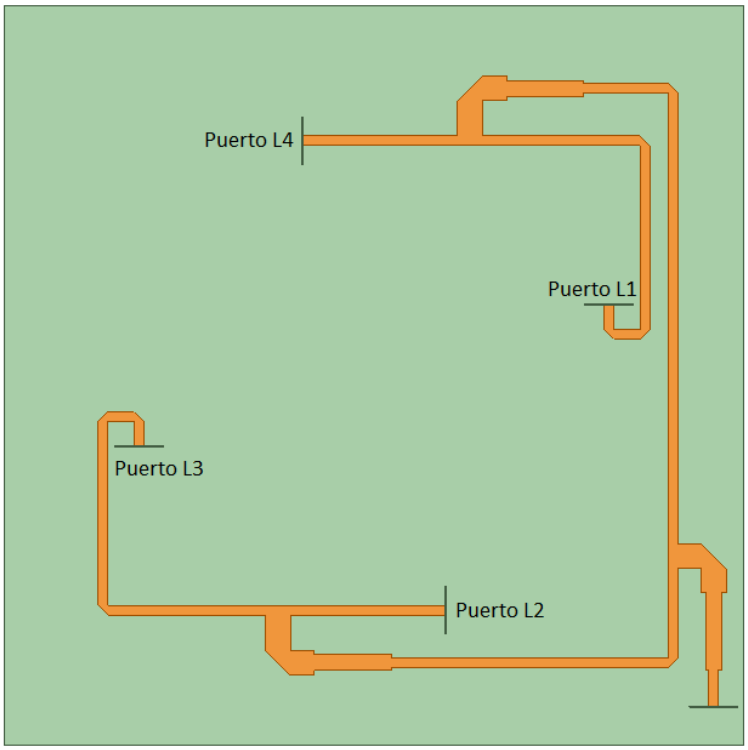


Figura VI.61 Alimentacion 1x4 del array 2x2 final visto desde abajo.

Cuyos parámetros S se muestran en la *Figura VI.62*. La división en magnitud entre las salidas no es perfecta, esto se debe a las diferencias de recorridos entre las ramas y a los giros de 90º, pero sí que se mantiene alrededor de 6-6.5 dB. Las pérdidas de retorno se mantienen por debajo de -16 dB en toda la banda de interés.

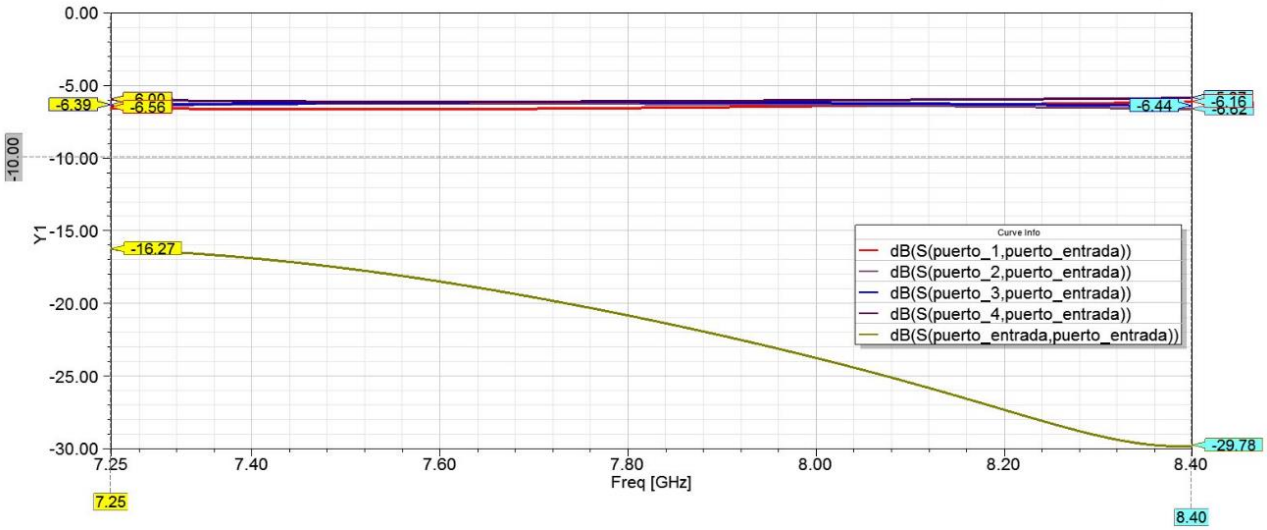


Figura VI.62 Parámetros S alimentación 1x4 del array 2x2.

En la *Figura VI.63* se pueden observar las fases a las salidas de la alimentación 1x4, en la que se ve que la diferencia de fase entre los puertos es aproximadamente 90º (L2-L1,L3-L2,L4-L3,L1-L4) para la frecuencia central.

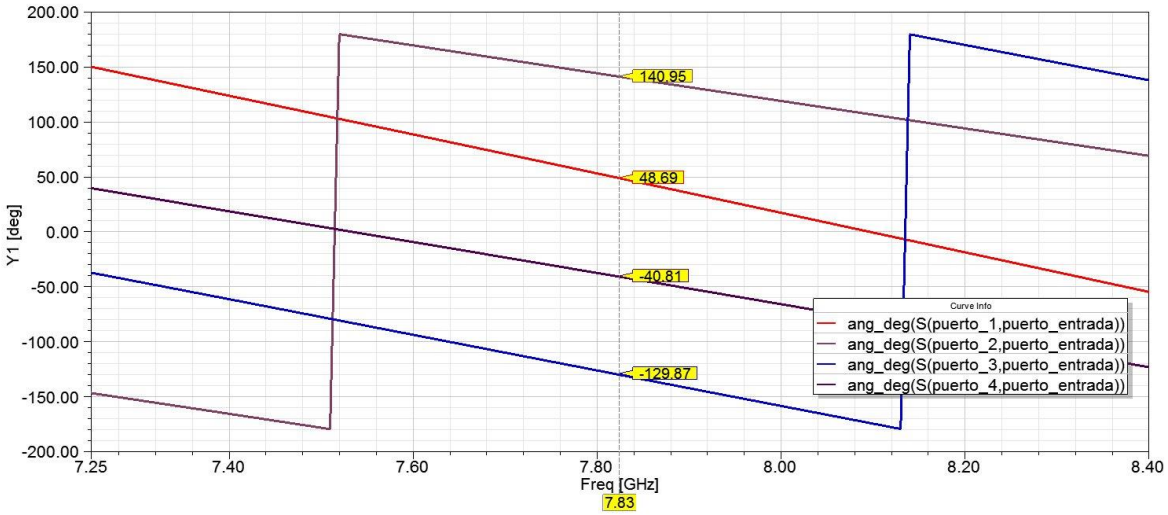


Figura VI.63 Fases a las salidas de la alimentación 1x4.

Cabe destacar que los giros de 90º y los *chamfers* realizados en las líneas, afectan a la respuesta en frecuencia, por ello se han optimizado las distancias para conseguir una respuesta óptima.

En la *Figura VI.64* se muestra dicha alimentación conectada a los híbridos.

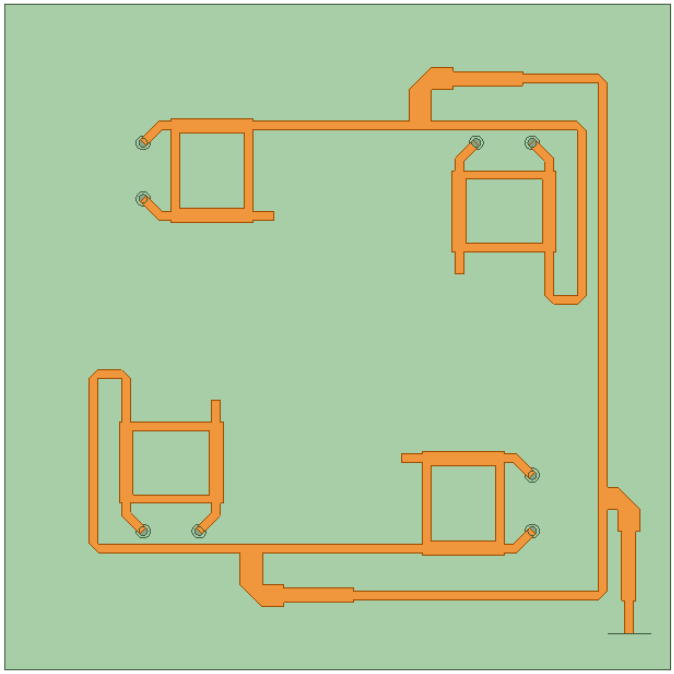


Figura VI.64 Alimentación polarización a izquierdas del array 2x2 visto desde abajo.

Una vez finalizada la alimentación *Left*, que consigue polarización circular a izquierdas, se une a la alimentación *Right* [10], que consigue polarización circular a derechas tal y como se muestra en la *Figura VI.65*. Los puertos se han denominado según la polarización que generan.

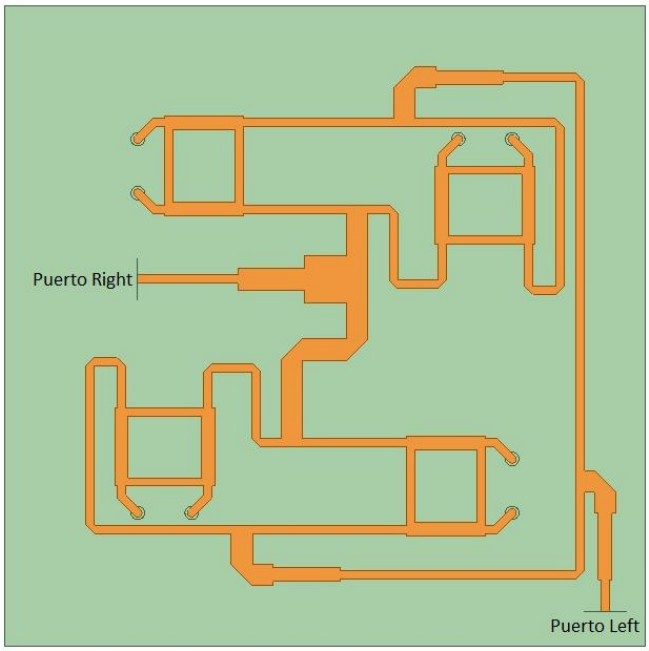


Figura VI.65 Alimentación total del array 2x2 visto desde abajo.

VI.4.3 Resultados del array 2x2 completo

En la *Figura VI.*66 se muestra el array 2x2 una vez ya alimentado. Sus dimensiones son 61.34x61.34.x6.1 mm. Una vez realizada la totalidad de la alimentación se pasa a discutir los resultados obtenidos.

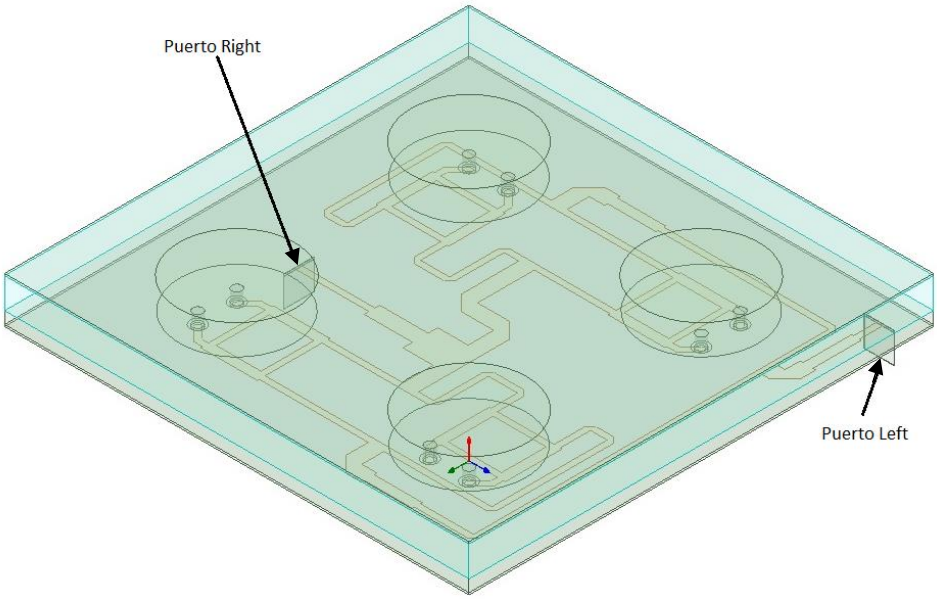


Figura VI.66 Array 2x2 con alimentación implementada.

La *Figura VI.67* muestra los parámetros S de la agrupación de antenas 2x2. Las pérdidas de retorno del puerto *Left* se mantienen por debajo de -18 dB en toda la banda, lo cual es un buen valor si se compara con el puerto *Right,* que en la frecuencia de 8.4 GHz alcanza su máximo valor de -12.38 dB. El ancho de banda sigue siendo la totalidad del mostrado en la figura ya que está por debajo de -10 dB. En cuanto al acoplo entre puertos, éste es inferior a -17 dB, lo cual es un parámetro muy bueno. También se puede apreciar que cuanto peores sean los parámetros S_{11} de los puertos *Left* y *Right*, mejor es el acoplo entre puertos, esto es debido a que la potencia se refleja hacia sus propias entradas, y, por lo tanto, no llega a la del otro.

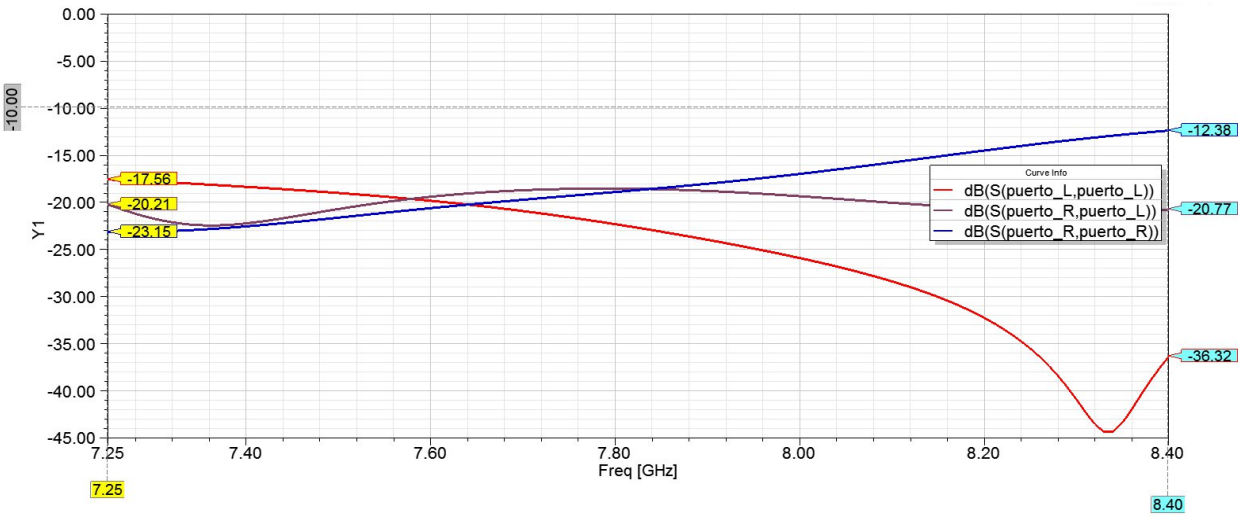


Figura VI.67 Parámetros S array 2x2.

En la *Figura VI.68* y *Figura VI.69,* se muestran los Axial Ratio según el puerto que se está alimentando. Estas gráficas muestran valores inferiores a los obtenidos al simular un único módulo unidad, *Figura VI.39*, cuyo valor máximo era de 1.1 dB. Esto demuestra que mediante la utilización de la rotación secuencial se ha conseguido mejorar el Axial Ratio. Las diferencias de valores de estas gráficas con respecto a los de la *Figura. VI.*45, son debidas a que la alimentación no entrega los valores de magnitud y/o fase perfectos.

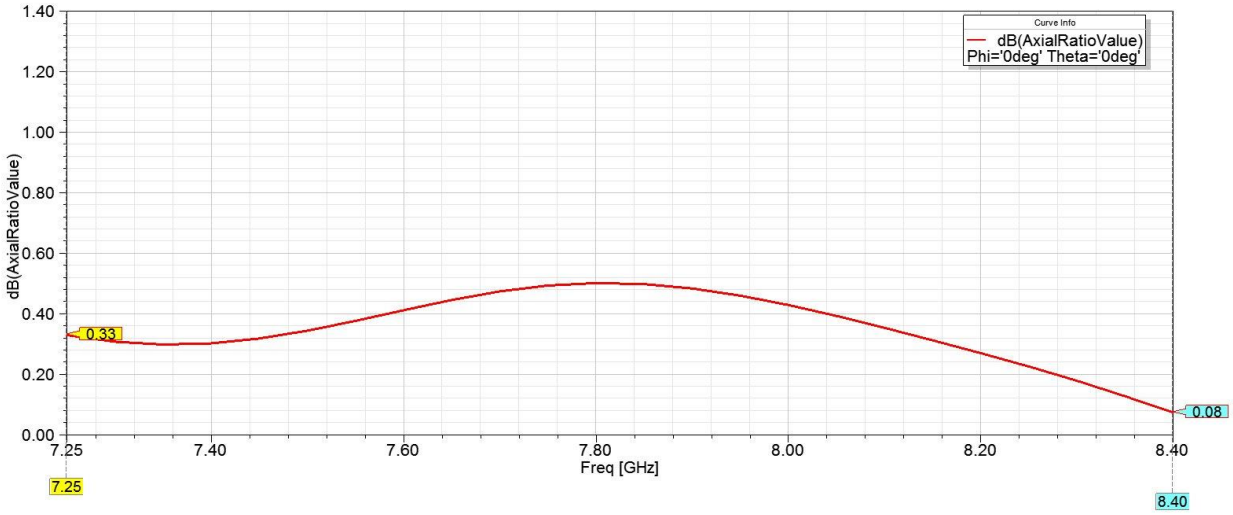


Figura VI.68 Axial Ratio del array 2x2 cuando se polariza circularmente a izquierdas.

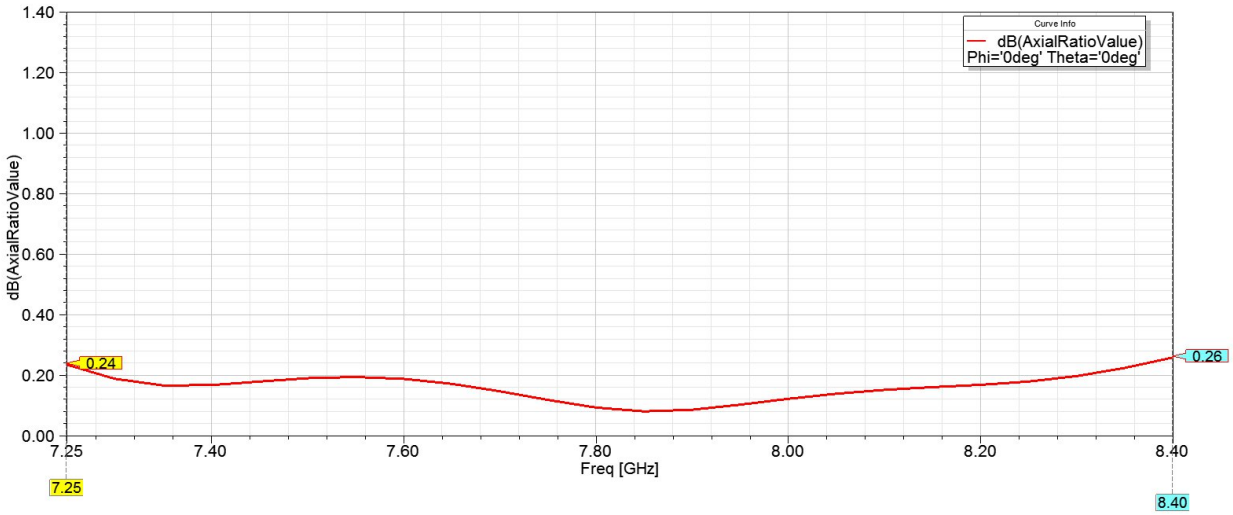


Figura VI.69 Axial Ratio del array 2x2 cuando se polariza circularmente a derechas.

Los valores de Axial Ratio son mejores para la polarización circular a derechas que a izquierdas, esto puede deberse a que la polarización a izquierdas tiene mayores longitudes de línea, un mayor número de giros y se utilizan tres adaptadores de impedancias.

En cuanto a la directividad y a la ganancia, se obtienen valores semejantes en ambas polarizaciones, siendo ligeramente superiores para la polarización circular a izquierdas que alcanza un máximo de directividad de 14.25 dBi. Los valores de directividad obtenidos son muy similares a los calculados mediante la herramienta *Antenna Array Setup* de *ANSYS HFSS*, mostradas en la *Tabla VI.13,* que estimaban que la directividad de una agrupación de antenas 2x2 tendría una directividad de 13.71 dBi.

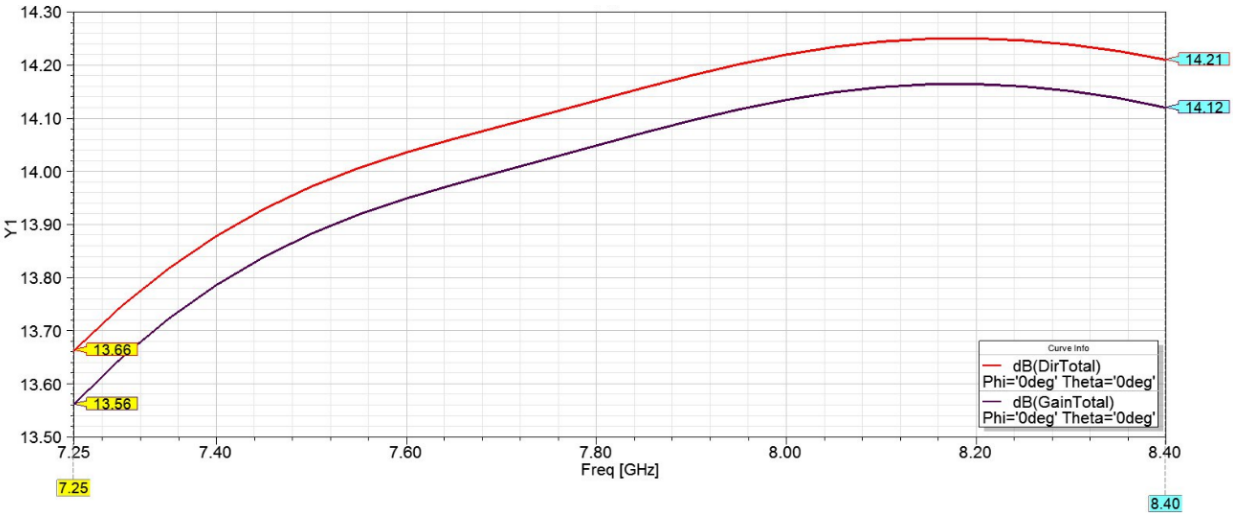


Figura VI.70 Directividad y ganancia del array 2x2, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

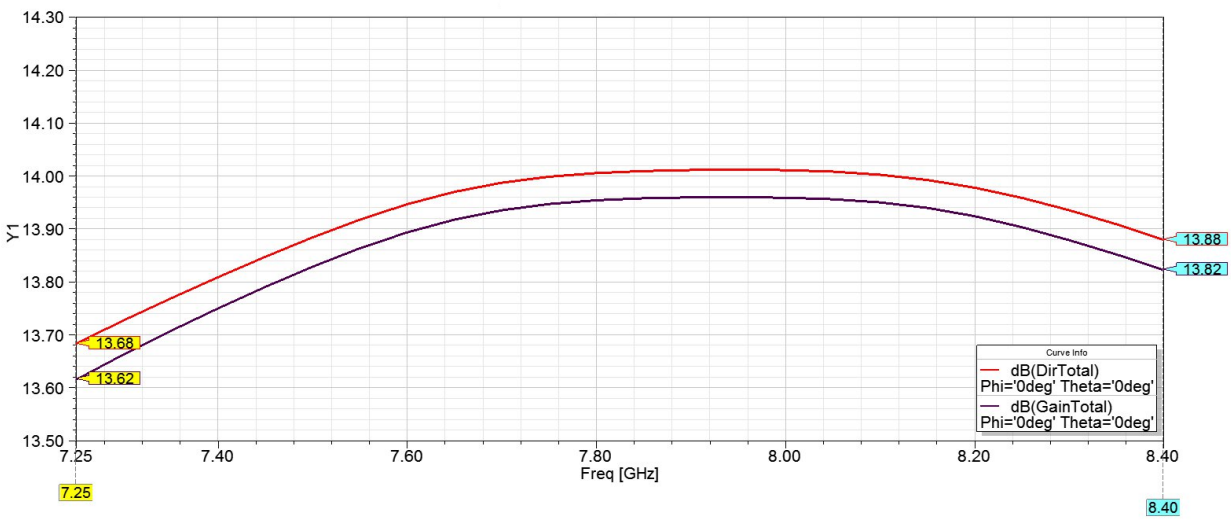


Figura VI.71 Directividad y ganancia del array 2x2, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VI.72* y *Figura VI.73* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz. El lóbulo principal se ha estrechado al aplicar la agrupación de antenas de cuatro elementos. La relación NPLS, lóbulo principal a secundario, es superior a 13.6 dB para ambos sentidos de polarización circular.

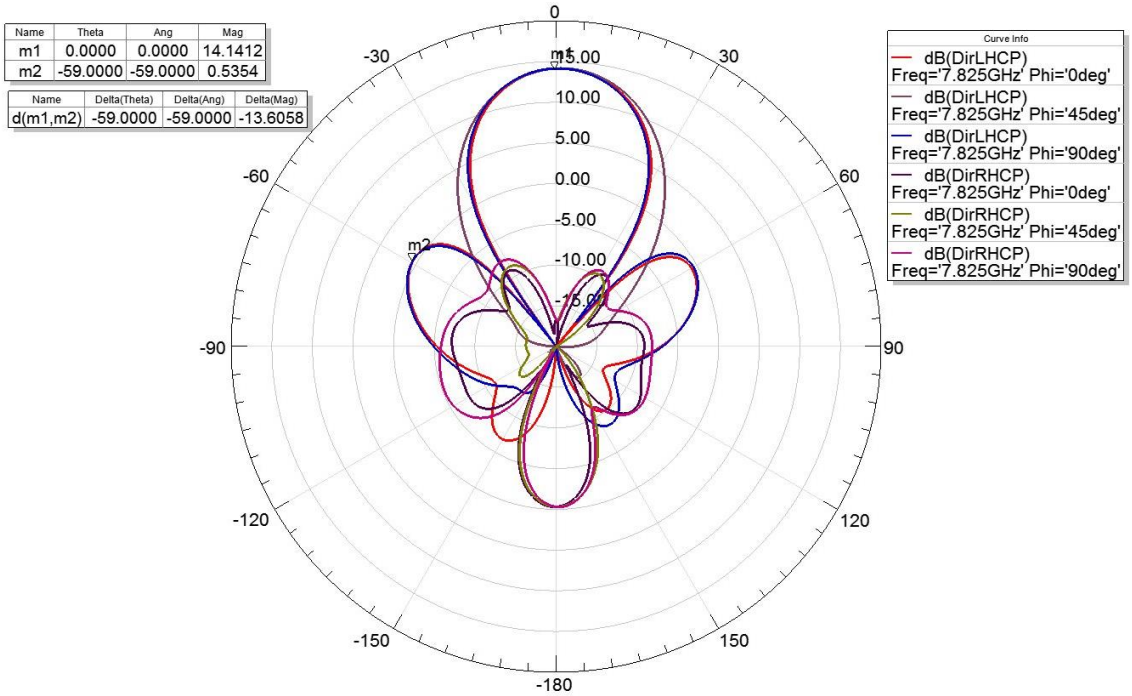


Figura VI.72 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 2x2 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

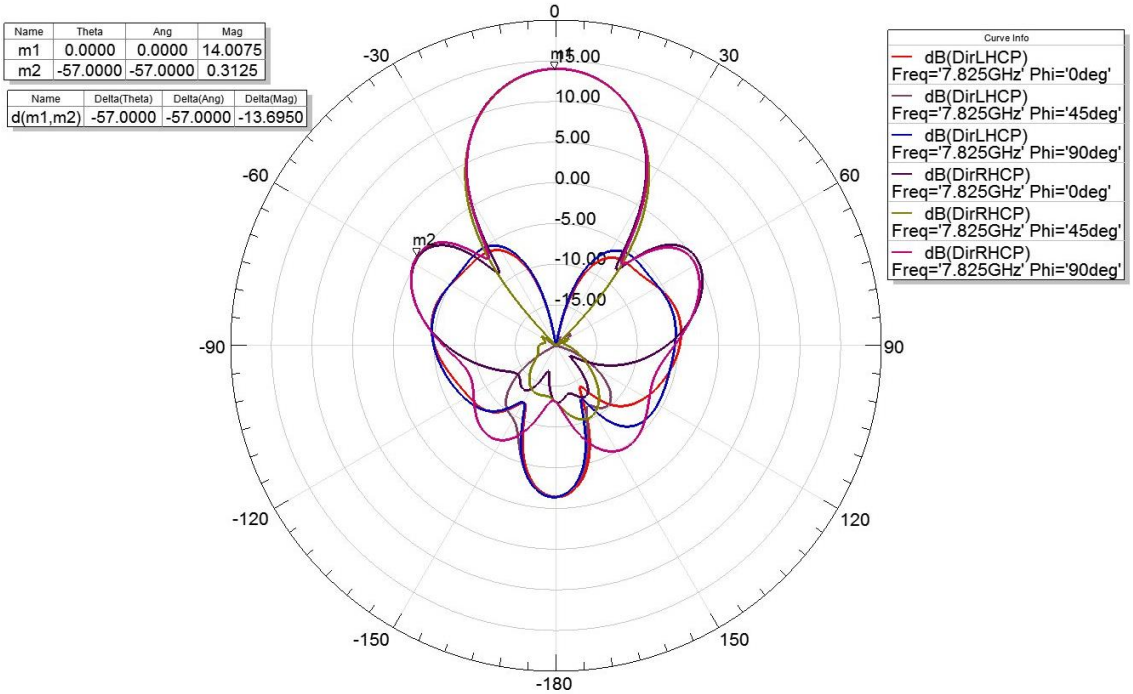


Figura VI.73 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 2x2 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

VI.4.4 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 2x2

Como se va a replicar el array 2x2, se realiza un *Antenna Array Setup* con dicha agrupación para comprobar qué valores de directividad se pueden conseguir, y si concuerda con el realizado utilizando el módulo unidad.

	Polarización	
Dimensión	**Izquierdas**	**Derechas**
2x2	13.66	13.68
4x4	19.68	19.7
6x6	23.21	23.22
8x8	25.70	25.72
10x10	27.64	27.66
12x12	29.23	29.24

Tabla VI.15 Mínimos de directividad en dBi, según la polarización, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones

Cuyos valores se asemejan a los de la *Tabla VI.13*. De esto se puede deducir que los valores resultantes de realizar un *Antenna Array Setup* mediante ANSYS, son bastante acertados.

VI.5 Agrupación 4x4

A continuación, una vez que ya se posee el diseño final array 2x2, se pasa a realizar una agrupación 4x4 de módulos unidad, lo que significa realizar una agrupación de antenas 2x2 de los arrays 2x2, tal y como se muestra en la *Figura VI.74.* En este caso no se ha aplicado la técnica de rotación secuencial.

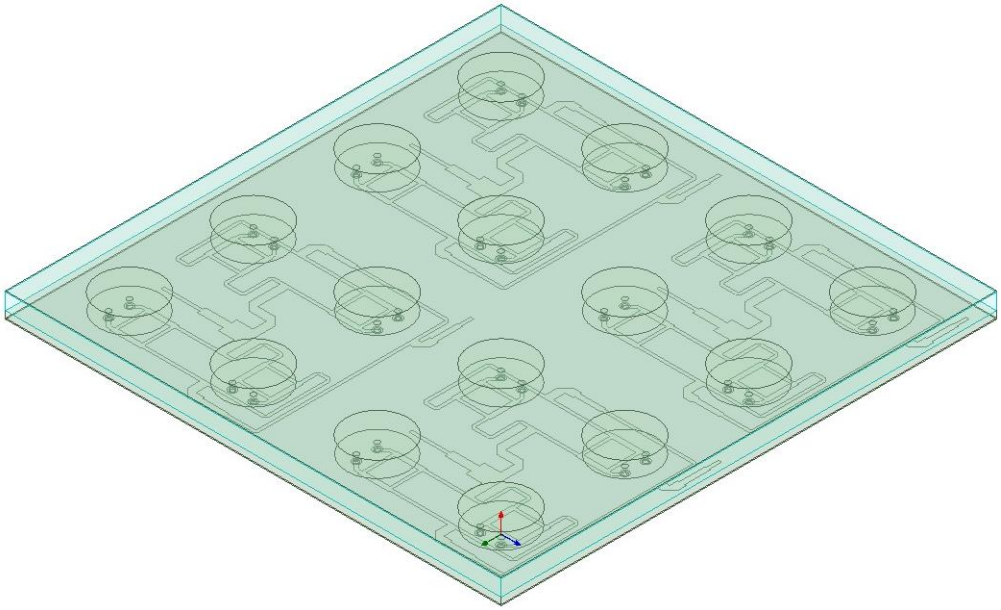


Figura VI.74 Array 4x4.

VI.5.1 Alimentación polarización circular a izquierdas array 4x4

En la *Figura VI.75* se puede observar la alimentación de los 4 arrays 2x2 tras la realización de las réplicas. Para el diseño de la alimentación se actuará de forma similar al array 2x2.

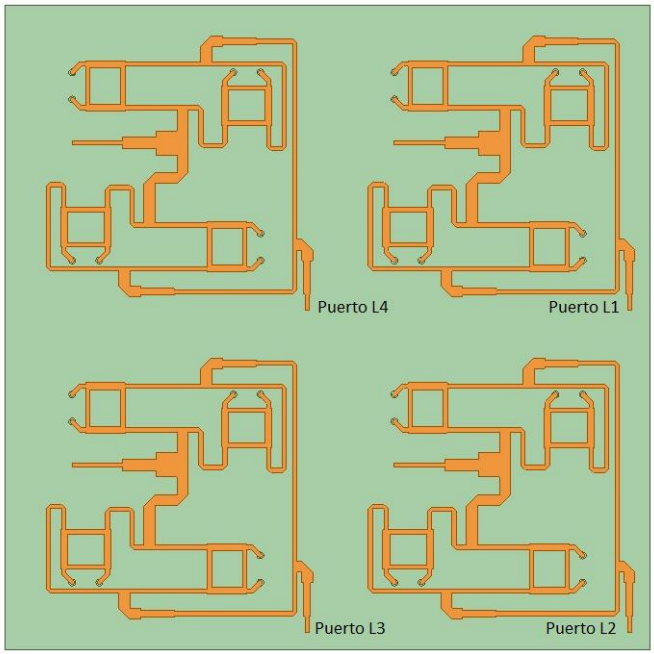


Figura VI.75 Array 4x4 visto desde abajo.

La división del espacio disponible para la realización de las alimentaciones *Right* y *Left* se ha planteado de tal forma que, el puerto *Right* en el que se unen los puertos que generan polarización a derechas de los arrays 2x2 esté dispuesto en la parte superior (si se mira el array 4x4 desde abajo), y el *Left* en la parte inferior.

Por ello se diseña un divisor 1x4 de forma similar al del *Apartado VI.4.2*. En este caso, el desfase entre puertos debe de ser nulo, es decir, que las señales tienen que llegar con la misma fase a los diferentes puertos de entrada de los arrays 2x2. La potencia entregada a los cuatro puertos deberá ser de la misma magnitud.

Para facilitar la conexión del divisor de potencia 1x4 y evitar giros innecesarios, los puertos L3 y L2 se cambiaron de sentido, de manera que estuviesen dispuestos hacia arriba, tal y como se puede observar en la *Figura VI.76.*

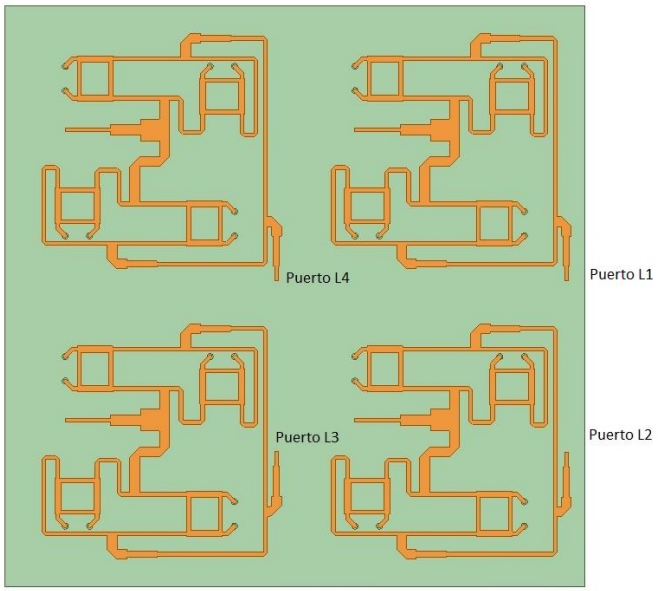


Figura VI.76 Array 4x4 visto desde abajo con L3 y L2 girados.

A continuación, se presenta la alimentación planteada y su comportamiento en frecuencia.

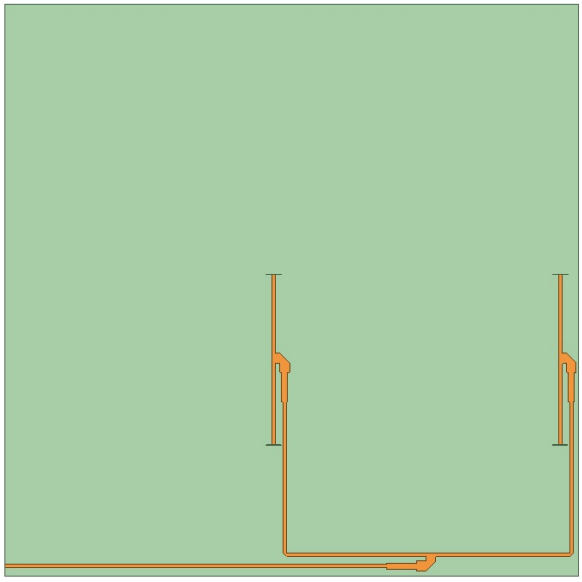


Figura VI.77 Alimentación 1x4 del array 4x4.

Los divisores T, están situados en el punto medio de las líneas de transmisión, de tal forma que exista la misma longitud desde el puerto de entrada a todos los puertos de salida. De este modo se asegura que las señales llegan con la misma fase y magnitud.

Las pérdidas de retorno de la alimentación 1x4 se mantienen por debajo de -10 dB en toda la banda. En cuanto a la división de potencia, se puede observar en la *Figura VI.78* que hay una máxima diferencia de potencia entregada entre puertos de 1 dB, lo que degradará el Axial Ratio y el diagrama de radiación de la agrupación.

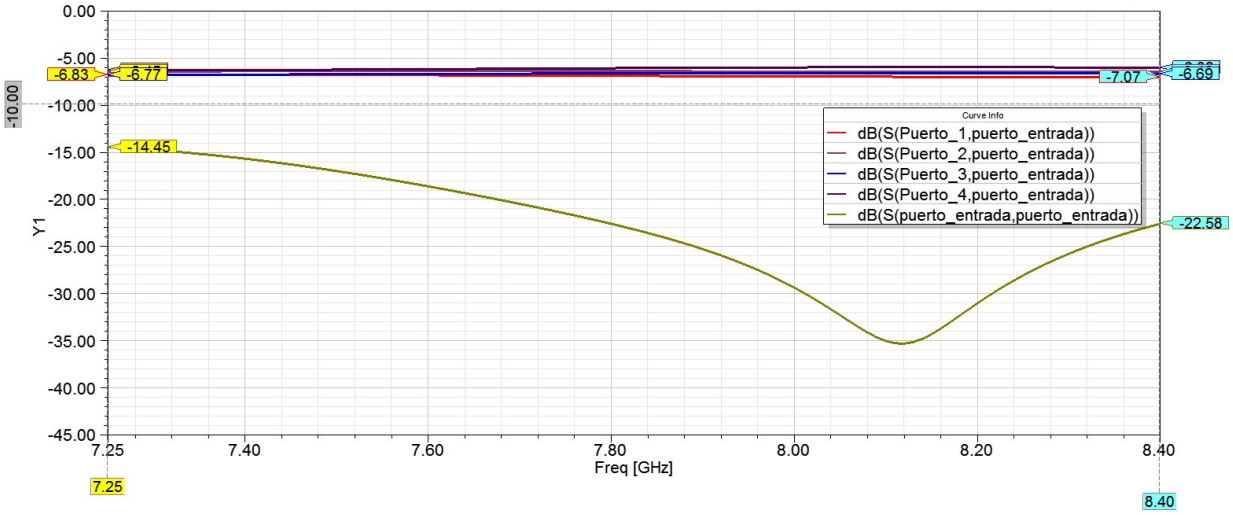


Figura VI.78 Parámetros S alimentación 1x4 del array 4x4.

En la *Figura VI.79* se muestran las fases en los puertos de salida con respecto al puerto de entrada. Las fases mantienen una pendiente similar durante todo el ancho de banda, por lo que las señales llegan en fase a cada uno de los puertos de entrada de los arrays 2x2, tal y como se había planteado.

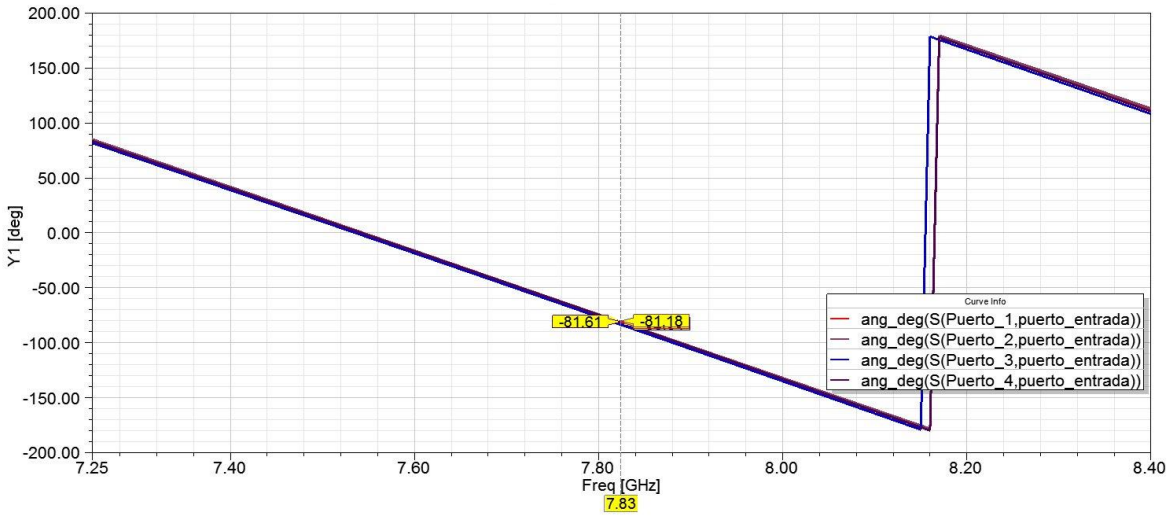


Figura VI.79 Fase en las salidas de la alimentación 1x4 del array 4x4.

Una vez se tiene diseñada la alimentación que genera polarización circular a izquierdas, se implementa al diseño junto a la alimentación *Right* [10].

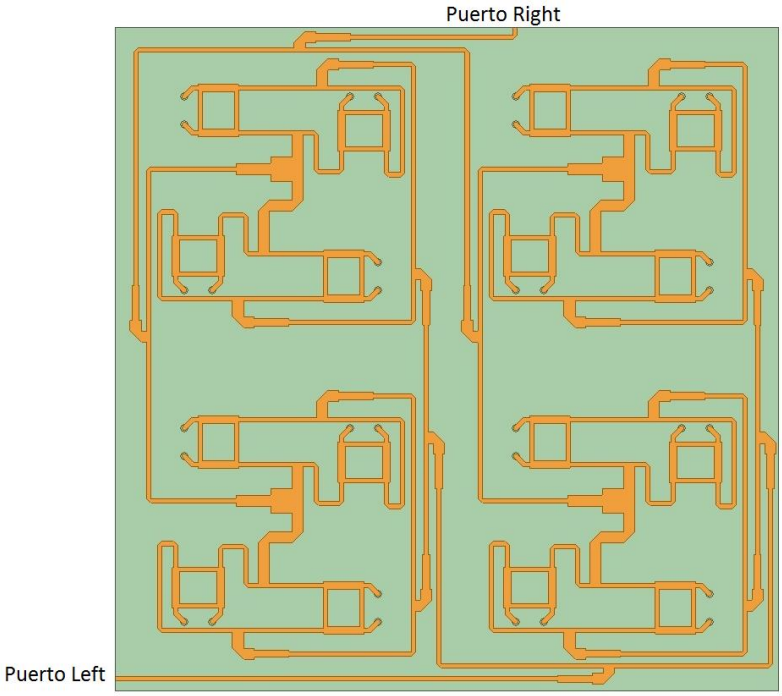


Figura VI.80 Alimentación total del array 4x4 visto desde abajo.

VI.5.2 Resultados del array 4x4 completo

En la *Figura VI.*81 se muestra el array 4x4 una vez ya alimentado. Sus dimensiones son 122.68x122.68x6.1 mm. Una vez realizada la totalidad de la alimentación se pasa a discutir los resultados obtenidos.

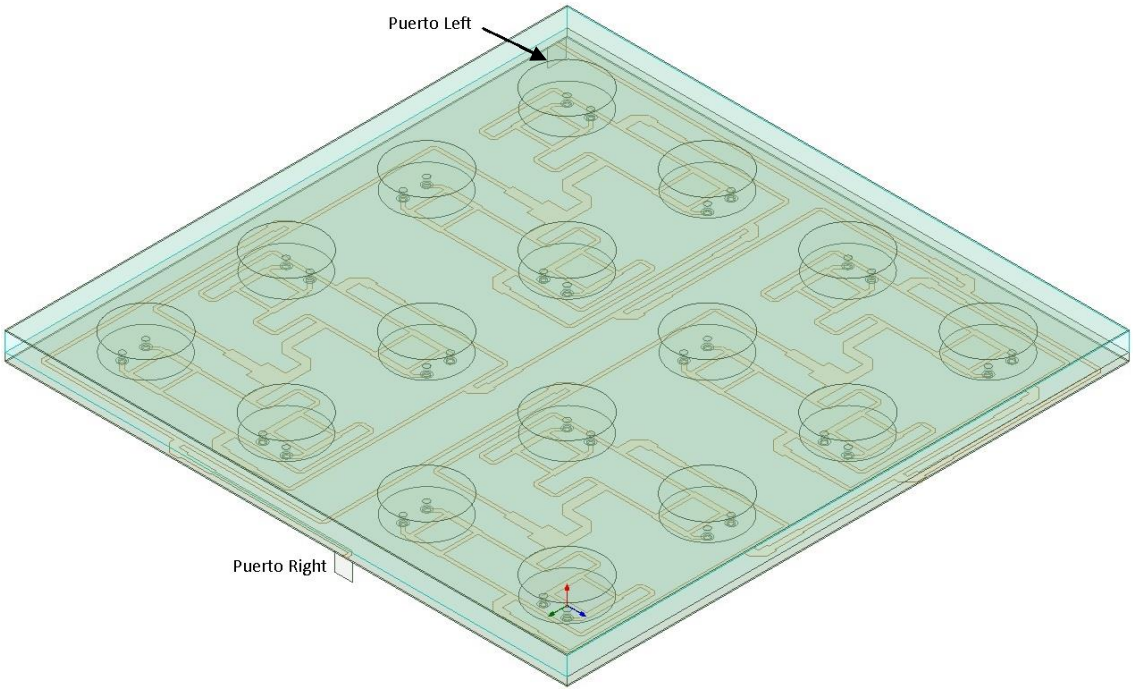


Figura VI.81 Array 4x4 con alimentación implementada.

En la *Figura VI.82* se pueden observar los parámetros S del array 4x4 una vez que se ha introducido la alimentación total. La alimentación *Left* no cumple las especificaciones de diseño en toda la banda, si no que desde 7.25GHz a 7.44 GHz supera los -10 dB de pérdidas de retorno. La alimentación *Right* sí que cumple los requisitos en toda la banda, teniendo un máximo de -10.28 dB, estando éste muy cerca del límite. El acoplo entre puertos sin embargo se mantiene por debajo de -15 dB, esto es debido a que cuanto peores parámetros de S_{11} y S_{22} se tengan más potencia será reflejada, y, por lo tanto, menos potencia se acoplará de un puerto a otro.

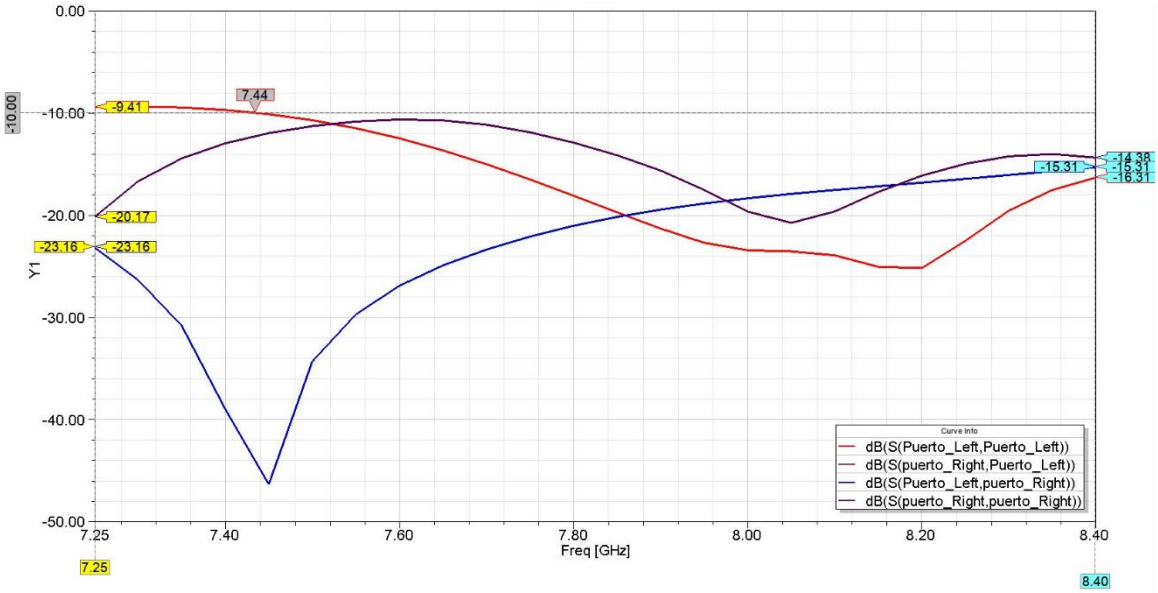


Figura VI.82 Parámetros S del array 4x4.

En cuanto al Axial Ratio, se requería que esta fuese inferior a 1.4 dB, lo cual se cumple en el caso de ambos sentidos de polarización circular. Tal y como se muestra en la *Figura VI.83* y *Figura VI.84*, en ambos casos el AR está por debajo de 0.7 dB.

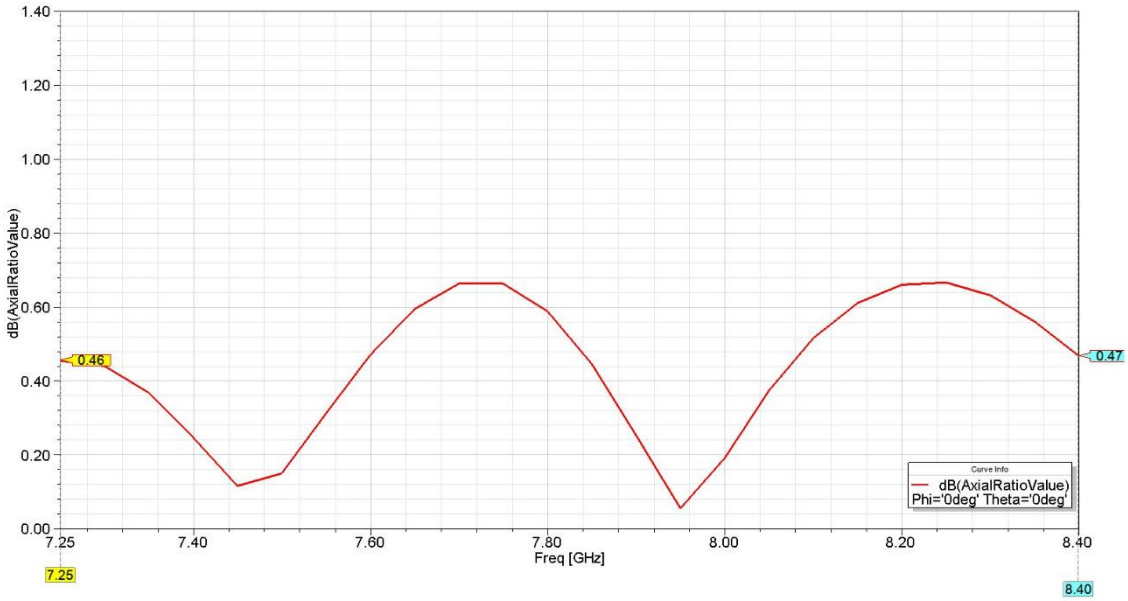


Figura VI.83 Axial Ratio del array 4x4 cuando se polariza circularmente a izquierdas.

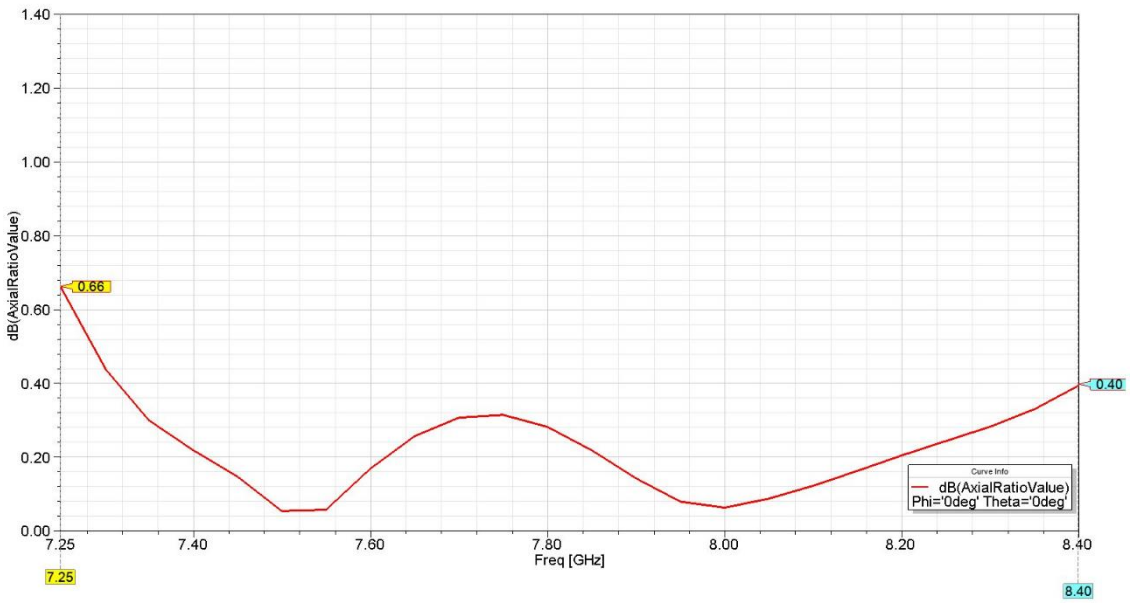


Figura VI.84 Axial Ratio del array 4x4 cuando se polariza circularmente a derechas.

En cuanto a la directividad y a la ganancia, se obtienen valores semejantes en ambas polarizaciones, siendo ligeramente superiores para la polarización circular a derechas que alcanza un máximo de 19.83 dBi dentro de la banda de interés.

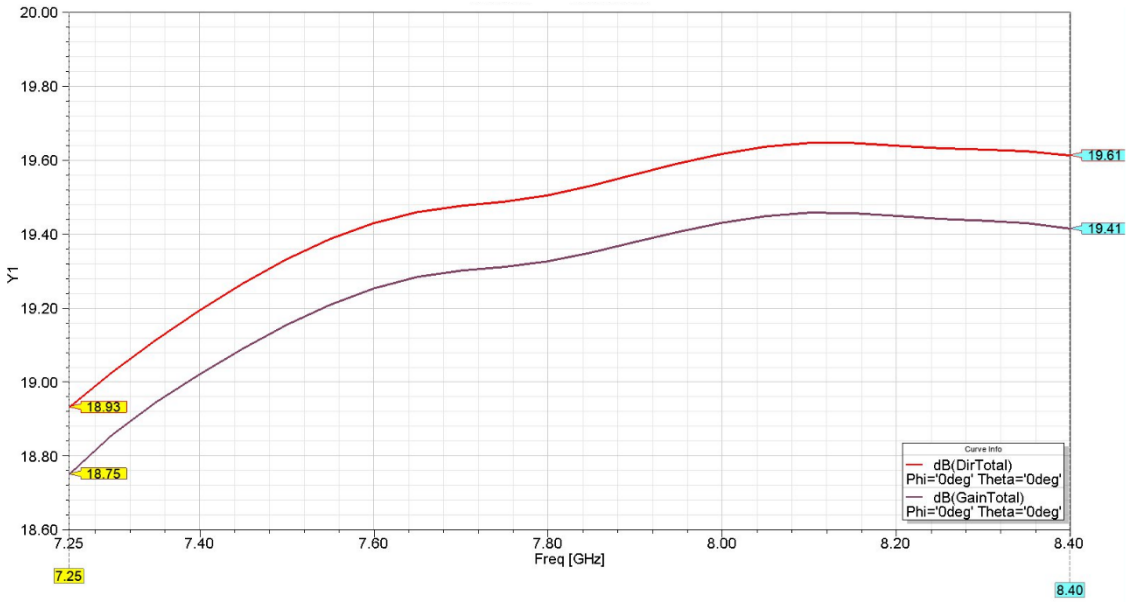


Figura VI.85 Directividad y ganancia del array 4x4, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

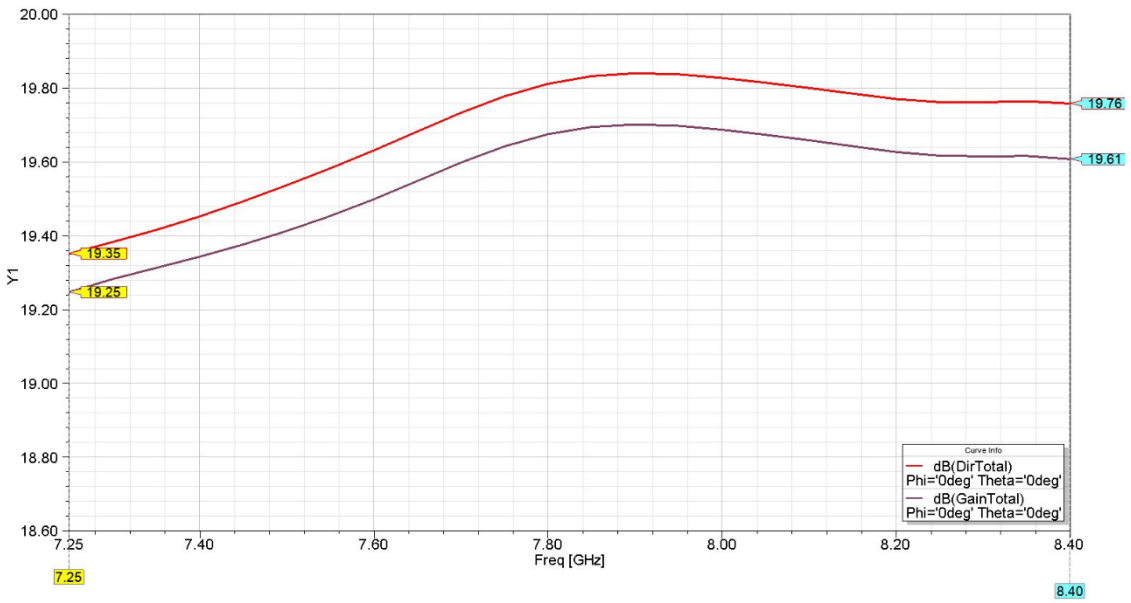


Figura VI.86 Directividad y ganancia del array 4x4, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VI.87* y *Figura VI.88* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz en diferentes cortes de ϕ. Si se comparan dichas figuras con las de la agrupación de dimensiones 2x2, se puede observar que cuanto mayor es el número de elementos de la agrupación más estrecho se hace el lóbulo principal de radiación. La relación NPLS es superior a 12.5 dB para ambos sentidos de polarización circular.

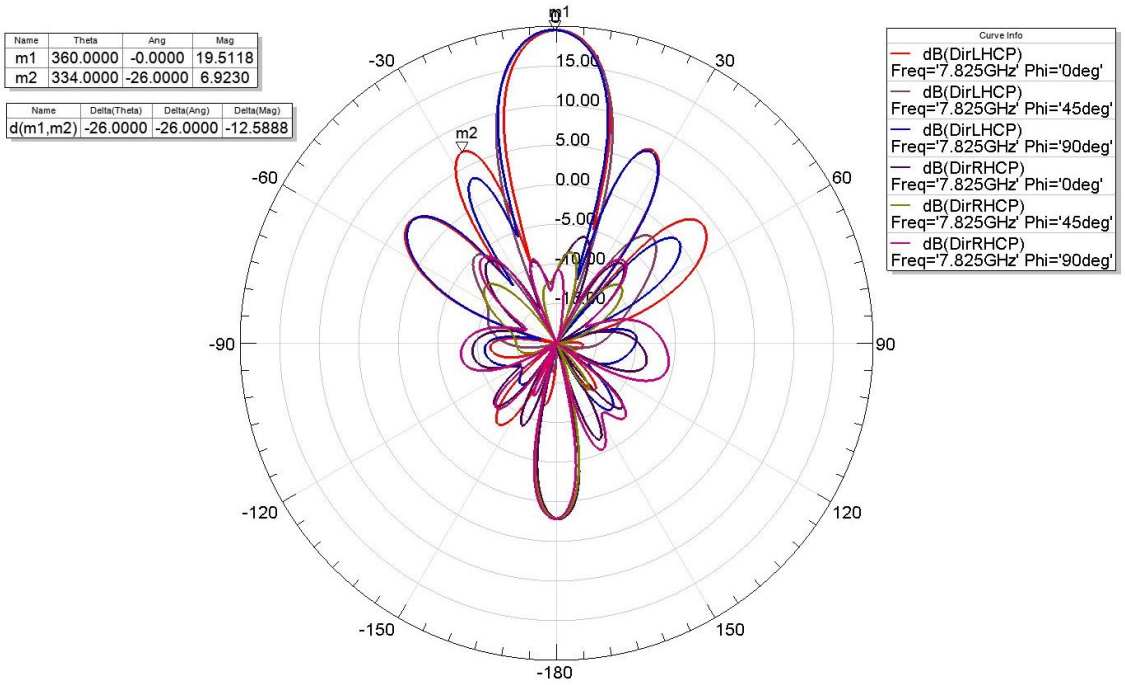


Figura VI.87 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

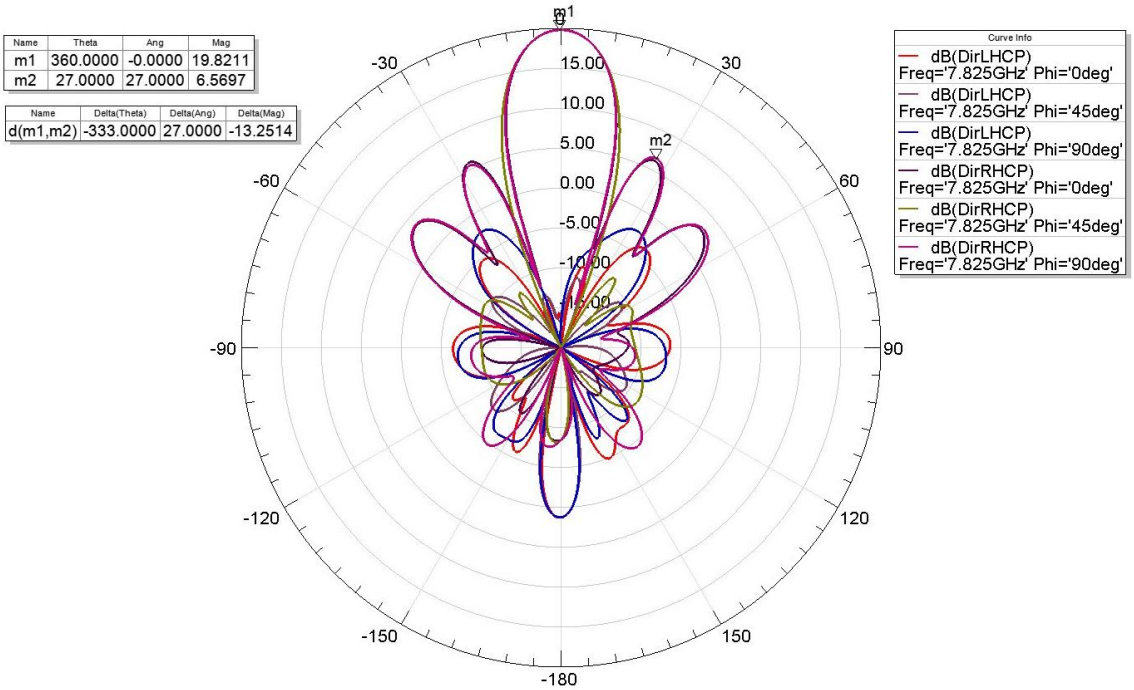


Figura VI.88 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

Los parámetros S simulados del array 4x4 no cumplen las especificaciones mínimas de diseño. Esto puede deberse a muchos factores: la concatenación de adaptadores $\lambda/4$, cuya respuesta en frecuencia es estrecha, ha limitado el ancho de banda de la agrupación, el reducido espaciado entre las diferentes líneas de transmisión puede ocasionar acoplo entre líneas contiguas, las largas longitudes de las líneas causan pérdidas de potencia que afectan a la respuesta en frecuencia, los numerosos giros abruptos en la alimentación varían el comportamiento en frecuencia del circuito.

Por estas razones, y por los parámetros de transmisión que ofrecen las transiciones microstrip-microstrip y/o microstrip-stripline cuando están separadas por aire (cuyo comportamiento se estudia en el *Apartado VI.6.1 Planteamiento de la alimentación a los módulos 4x4*), se decide realizar otro modelo en el que la alimentación esté diseñada en tecnología plana stripline (*Capítulo VII*).

VI.5.3 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 4x4

Se va a realizar *Antenna Array Setup* con dicha agrupación 4x4, para comprobar que valores de directividad se podrían conseguir, y estudiar así la viabilidad de realizar un proceso de optimización en el diseño microstrip.

	Polarización	
Dimensión	**Izquierdas**	**Derechas**
4x4	18.93	19.35
8x8	24.95	25.37
12x12	28.47	28.89

Tabla VI.16 Mínimos de directividad en dBi, según la polarización, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones

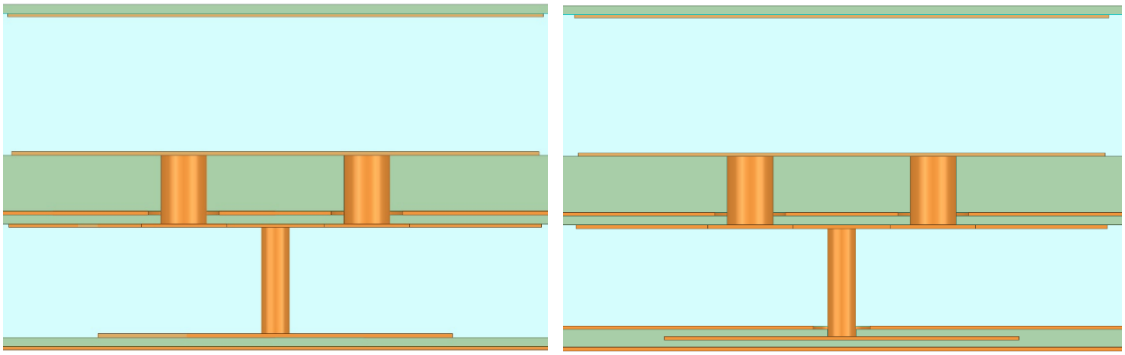
VI.6 Modelo Final

Una vez se tiene la agrupación de antenas 4x4, formada por 16 módulos unidad, se plantea replicar dicho array para obtener así el diseño final. La configuración final podría tomar forma, por ejemplo, de 8x8 o 12x12. Tras la elección de las dimensiones se plantea como alimentar todos los arrays 4x4 que forman el conjunto.

VI.6.1 Planteamiento de la alimentación a los módulos 4x4

El espacio en la capa inferior es reducido, por ello surgió como idea la adición de una nueva capa debajo y así, mediante vías, realizar la conexión entre ellas.

Se estudiaron dos opciones, utilizar transiciones microstrip-microstrip o microstrip-stripline, teniendo en cuenta que les separaría una capa de aire tal y como se muestra en la *Figura VI.89.*



a) *b)*

Figura VI.89 Perfil de los arrays 4x4 con capa inferior conectada mediante a) Una transición microstrip-microstrip. b) Una transición microstrip-stripline.

Para ello se han realizado dos modelos en *ANSYS HFSS*.

VI.6.1.1 Transiciones microstrip-microstrip en capas separadas por aire

Se sitúan dos sustratos Ro 5880, de grosor 0.254 mm, separados 2mm entre ellos por una capa de aire. En ambos sustratos se colocan líneas de transmisión de impedancia 50 Ω unidas mediante una vía metálica de conductor perfecto.

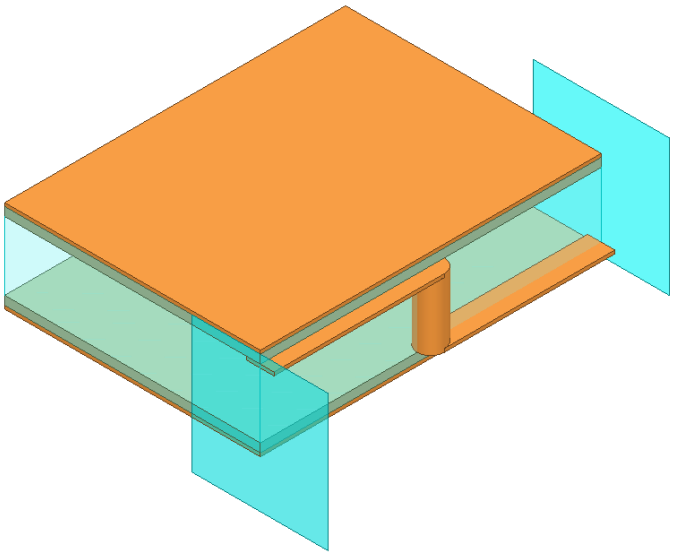


Figura VI.90 Transición microstrip a microstrip con los sustratos separados por aire

Se ha variado el radio de la vía metálica hasta obtener los mejores resultados, que son los mostrados en la *Figura VI.91.*

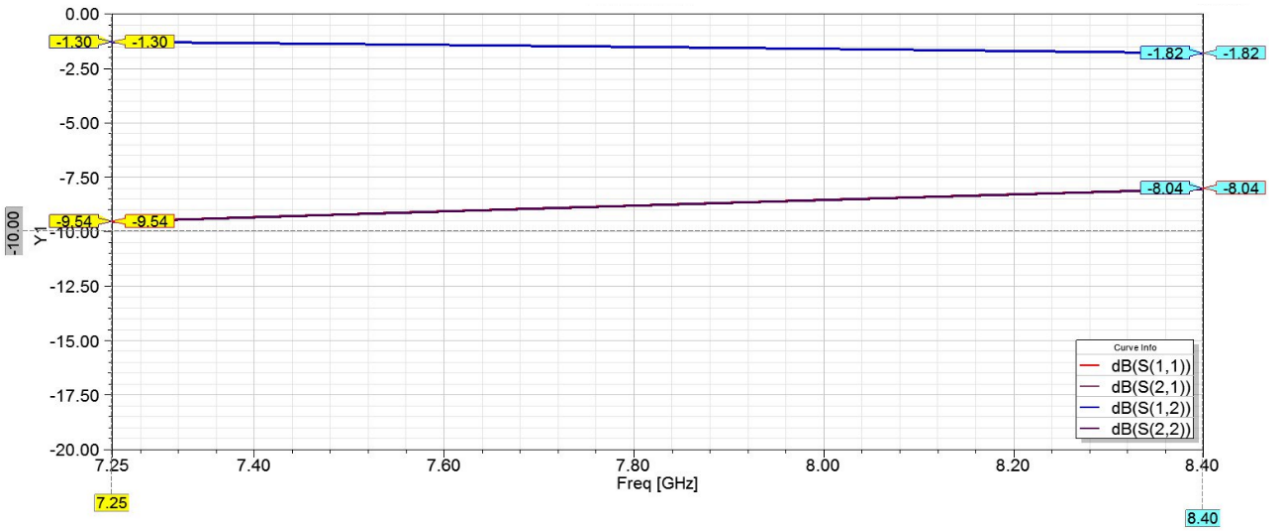


Figura VI.91 Parámetros S de la transición microstrip a microstrip con los sustratos separados por aire.

Como se puede observar, las pérdidas de inserción de la transición son elevadas, superiores a 1 dB. Las pérdidas de retorno, S_{11} y S_{22}, llegan a un máximo de -8dB, lo que quiere decir que una gran parte de la potencia que se acopla a los puertos es reflejada.

VI.6.1.2 Transiciones microstrip-stripline en capas separadas por aire

En este caso, se dibuja un sustrato superior, de grosor 0.254 mm, con una línea microstrip de impedancia 50 Ω. Para dibujar la línea stripline, se superponen dos sustratos de grosor 0.254 mm, cada uno con su masa, y se dibuja en el interior una línea de transmisión de 50 Ω, equidistanciada de ambos planos de masa. Se deberá realizar una perforación circular en la masa superior del stripline para que la vía metálica no haga contacto.

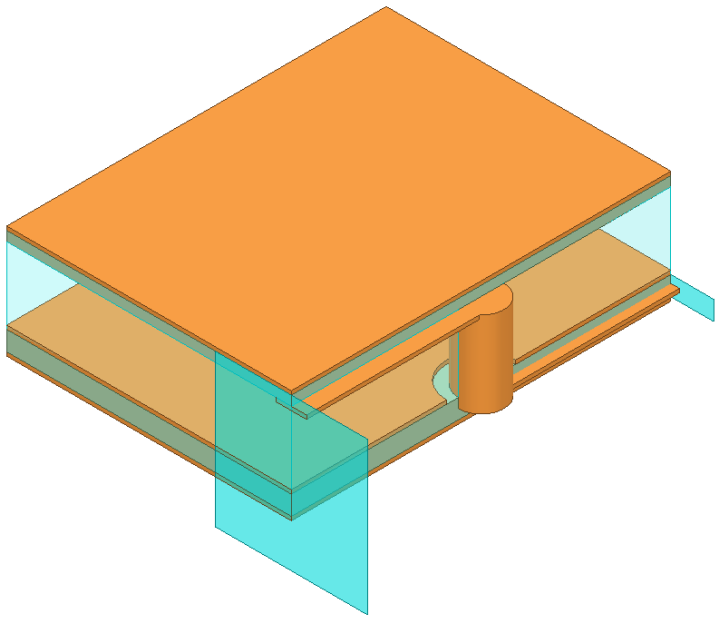


Figura VI.92 Transición microstrip a stripline con los sustratos separados por aire.

La anchura de la línea microstrip de 50 Ω se puede observar en la *Tabla VI.17,* mientras que la línea stripline requiere un nuevo cálculo. Sabiendo que:

- Frecuencia de operación (se selecciona la intermedia de la banda), $f_r = 7.825\ GHz$.
- Constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r = 2.2$
- Impedancia deseada, $Z_0 = 50\ \Omega$
- Altura del sustrato, $b = 2h = 2 \cdot 0.254\ mm = 0.508\ mm$

Utilizando *(II.15)*

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} \dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441 & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 < 120\ \Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - \left(\dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441\right)} & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 > 120\ \Omega \end{cases}$$

se calcula el valor del condicionante

$$\sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 = 74.16\ \Omega < 120\ \Omega$$

por lo que la anchura de una línea de 50 Ω en tecnología stripline es

$$W = \left(\frac{30\pi}{\sqrt{2.2} \cdot 50} - 0.441\right) \cdot 0.508\ mm = \ 0.42\ mm$$

Cuyo valor, tras simular y optimizar en *ANSYS HFSS* resulta 0.45 mm.

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.42 mm	0.45 mm

Tabla VI.17 Anchura de línea de transmisión de 50 Ω en tecnología stripline.

En la *Figura VI.93* se pueden observar los parámetros S de la transición microstrip a stripline una vez simulada.

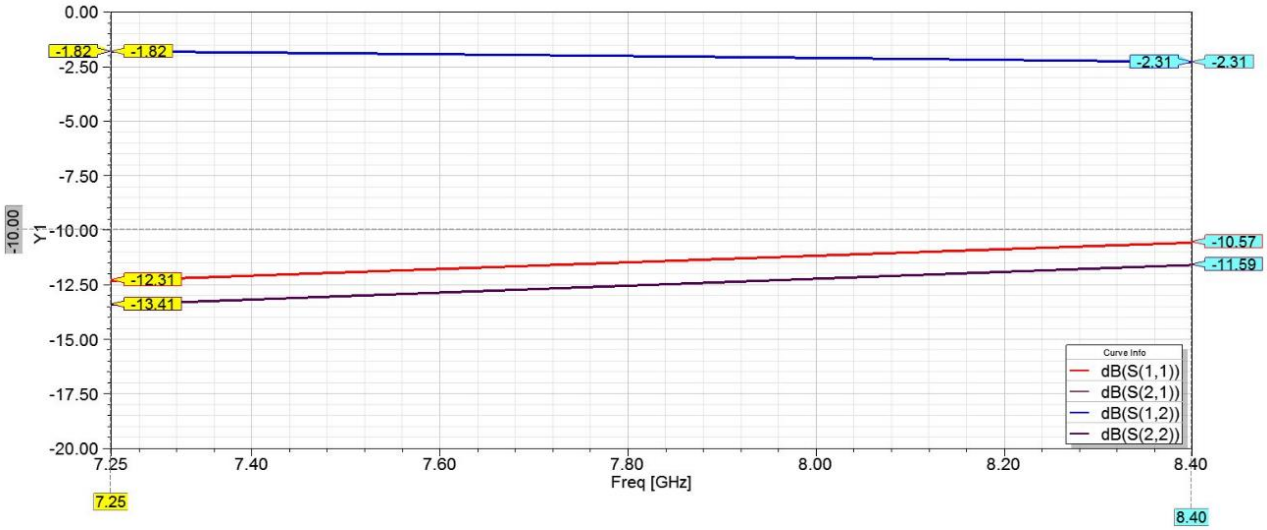


Figura VI.93 Parámetros S de la transición microstrip a stripline con los sustratos separados por aire.

Si bien las pérdidas de retorno son mejores que en la transición microstrip-microstrip, las pérdidas de inserción son de alrededor de -2 dB.

VI.6.1.3 Conclusiones

Una vez vistos los resultados de ambas transiciones, y los parámetros tan ajustados que posee el array 4x4 diseñado en tecnología microstrip, se concluye que un array de mayores dimensiones requeriría demasiado tiempo en procesos de optimización. Además, si las transiciones obtuviesen buenos resultados y se implementasen, la estructura del diseño final no sería muy robusta.

Otro problema a tener en cuenta del diseño, es la exposición de las alimentaciones inferiores a las interferencias, ya que ambas capas están separadas por una capa de aire.

Por ello y tras plantear varias soluciones, se optó por realizar un nuevo diseño en tecnología stripline, tal y como se detalla en el *Capítulo VII.* Las ventajas de stripline con respecto a microstrip en este diseño serían:

- Una estructura más robusta al no haber ninguna capa de aire, u otro material ligero, entre las capas de alimentación.
- Las pérdidas en líneas stripline son menores que en microstrip.
- No existe dispersión en stripline.
- Blindaje con respecto a las interferencias externas debido a que las líneas de transmisión se encuentran entre dos planos de masa.
- Menor anchura de líneas con el mismo grosor de sustrato, lo que conlleva más espacio entre los componentes del diseño.
- Las transiciones entre capas stripline presentan bajas pérdidas de inserción y buenas pérdidas de retorno.

VI.6.2 Conectorización mediante SMP del módulo 4x4

Una vez ya decidido el cambio a tecnología stripline, se implementan conectores en el array 4x4 para así poder fabricarlo y realizar las mediciones oportunas.

VI.6.2.1 Conector y optimización de su conexión al circuito

El array 4x4 posee en sus puertos una impedancia característica de entrada de 50 Ω. Se ha elegido el conector *SMP-MSLD-PCS-5T* de la marca *Amphenol RF* [11], cuyas dimensiones son 5x5x4.09 mm (sin contar el pin de conexión) y su impedancia característica es 50 Ω.

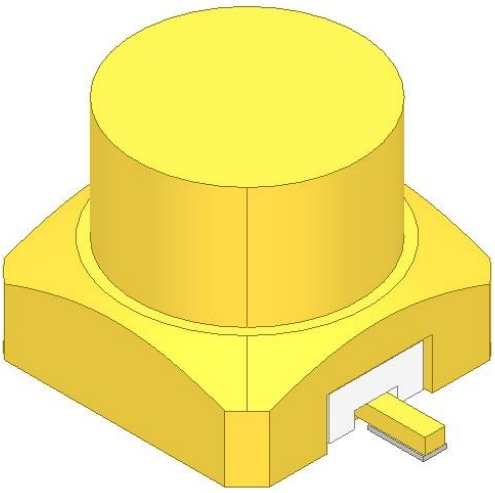


Figura VI.94 Conector SMP-MSLD-PCS-5T de la marca Amphenol RF.

Una vez seleccionado el modelo de conector, se realiza una simulación en la que se comprobará el acoplo conseguido desde el conector a una línea de transmisión microstrip de 50 Ω, tal y como se muestra en la *Figura VI.95.*

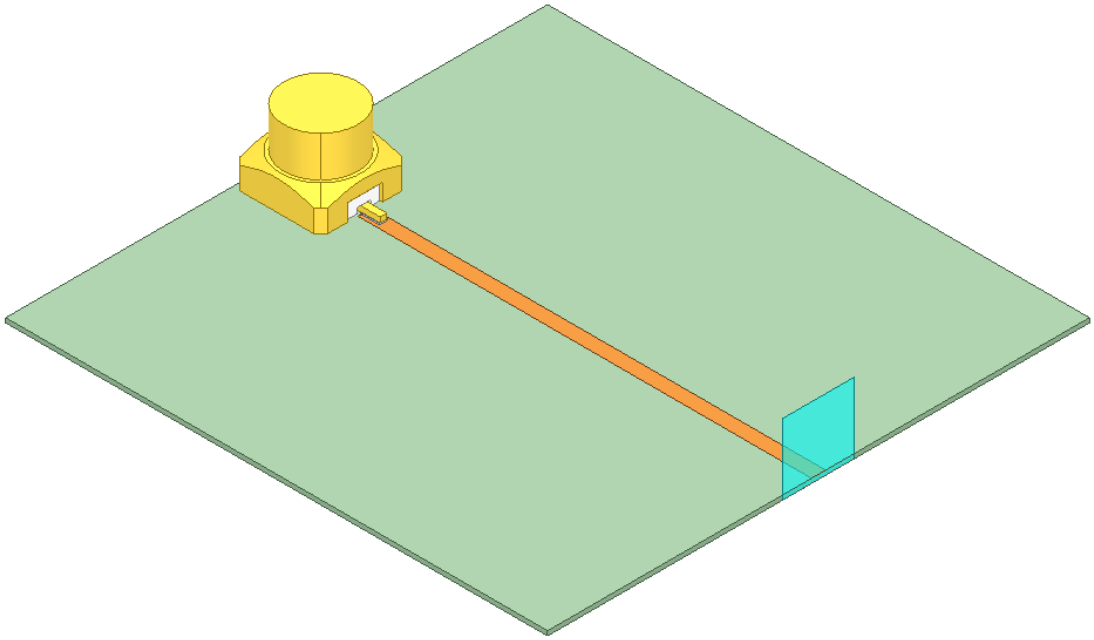


Figura VI.95 Conector SMP conectado a un puerto de 50 Ohmios.

En la *Figura VI.96* se pueden observar los parámetros S del conector, el cual tiene unas pérdidas típicas de -1.5 dB y cuyas pérdidas de retorno están por debajo de -10 dB en todo el ancho de banda.

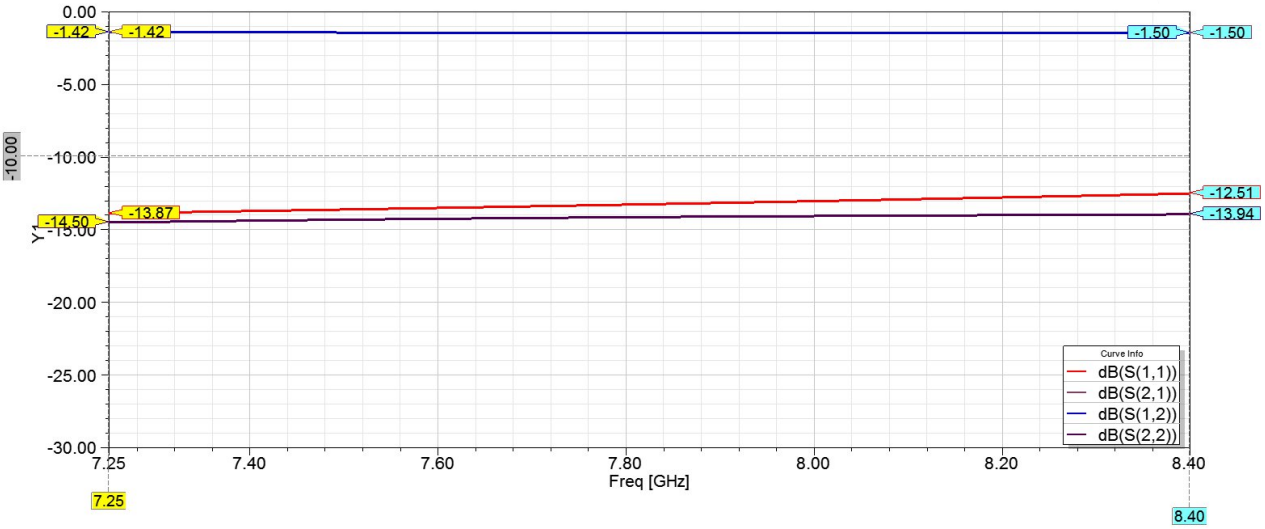


Figura VI.96 Parámetros S del conector SMP conectado a un puerto de 50 Ohmios.

Tras representar el campo eléctrico en el corte transversal del conector y en la línea de transmisión, se observó que la potencia entregada al conector no se estaba acoplando debidamente a la línea de 50 Ω, por lo que se realizaron varias pruebas con *stubs* en paralelo y con secciones de línea más anchas. Además, se introdujo un giro de 90º para simular la implementación del conector en el array 4x4.

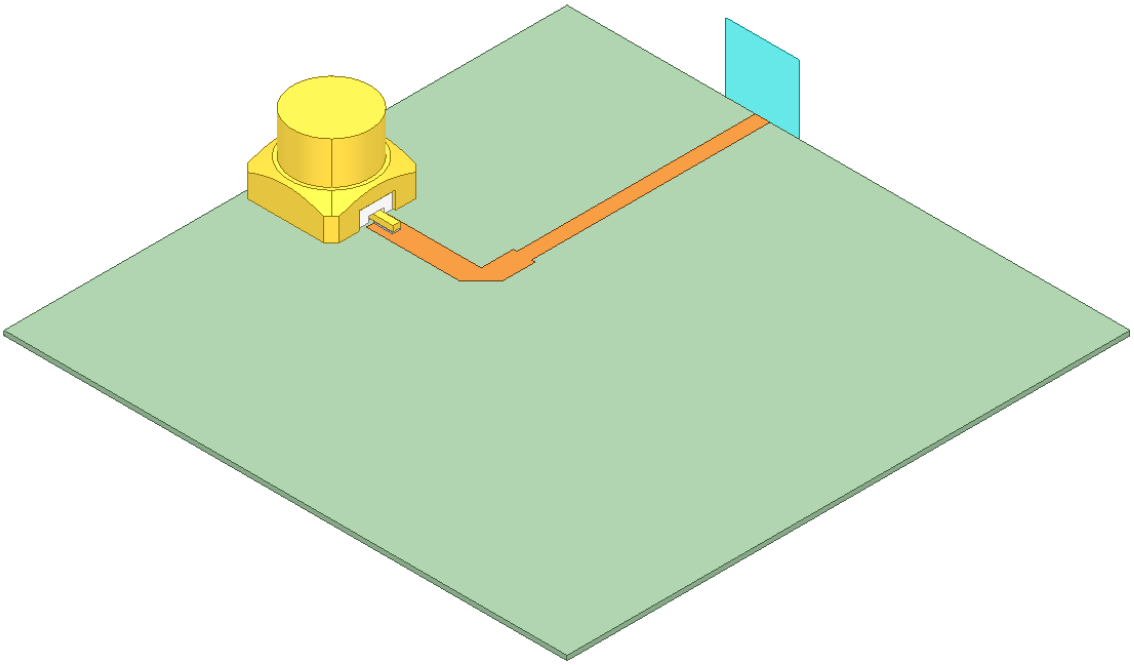


Figura VI.97 Conector SMP conectado a un puerto de 50 Ohmios con una curva de 90º.

La conexión de una línea de anchura 1.2 mm y largura total 8mm es la configuración que mejores valores obtenía. En la *Figura VI.98*, se puede observar que, si bien las pérdidas de inserción han aumentado ligeramente, se ha conseguido reducir el parámetro S_{11}, que corresponde con el conector SMA, unos 13 dB.

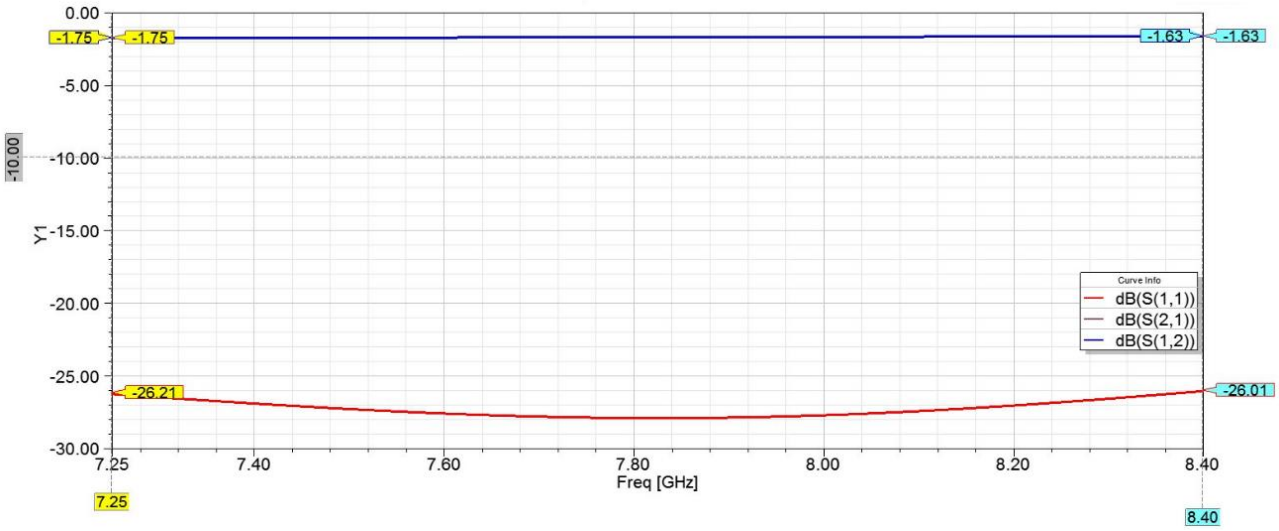


Figura VI.98 Parámetros S del conector SMP conectado a un puerto de 50 Ohmios con una curva de 90º.

VI.6.2.2 Resultados del array 4x4 completo con conectores SMP

Una vez se tiene el conector caracterizado, se pasa a introducir en el diseño final del array 4x4, tal y como se muestra en la *Figura VI.99.*

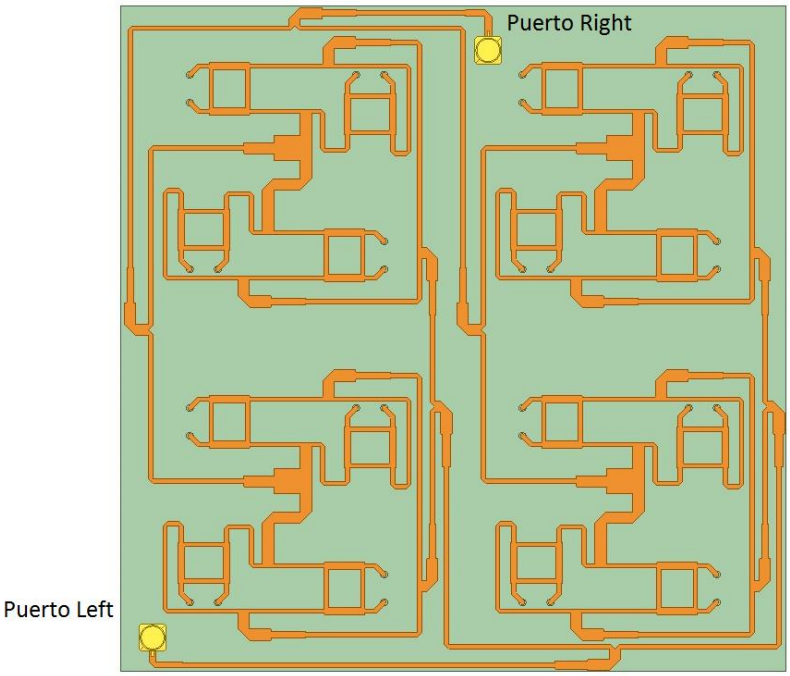


Figura VI.99 Alimentación total del array 4x4 con conectores SMP visto desde abajo.

Además del conector, se han llevado a cabo varias optimizaciones para conseguir así cumplir los requisitos mínimos de diseño, como realizar *chamfers* en la alimentación 1x4 del array 4x4 y ajustar la posición de los divisores de potencia T.

Los parámetros S, tal y como se observa la *Figura VI.100*, se mantienen por debajo de -10 dB en toda la banda de operación del dispositivo. En este caso, al introducir los conectores la alimentación que origina polarización circular a izquierdas posee un mejor parámetro S_{11}.

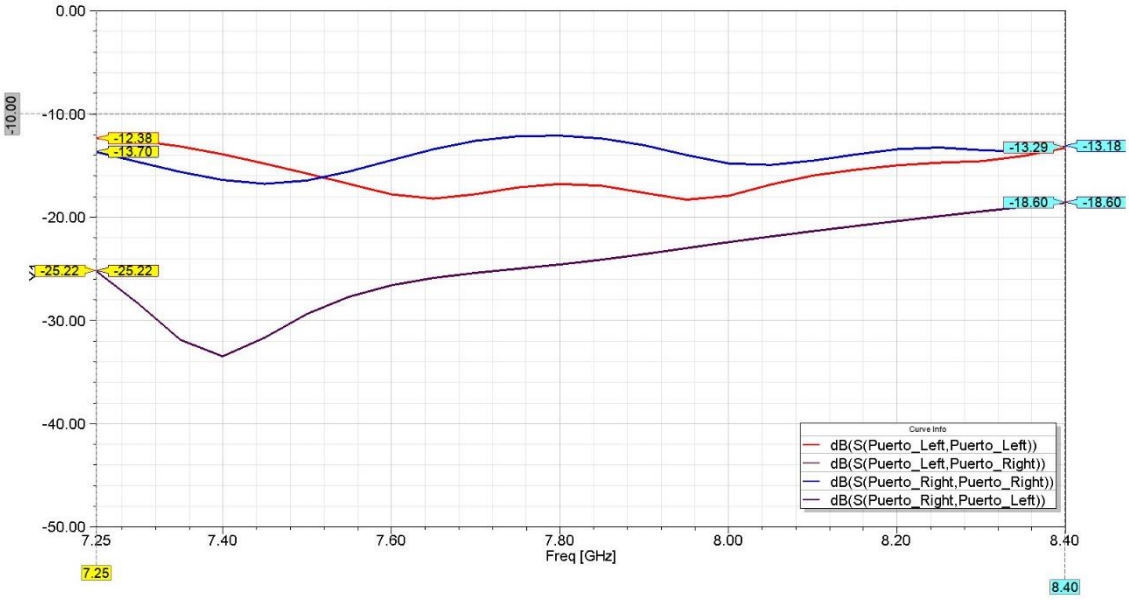


Figura VI.100 Parámetros S array 4x4 con conectores SMP.

En cuanto al Axial Ratio, tanto para la polarización circular a izquierdas como a derechas se cumple que se encuentra por debajo de 1.4 dB en todo el ancho de banda de interés. Cabe destacar que en el proceso de optimización de la red de alimentación del array 4x4 se ha variado la posición de los divisores T, esto si bien mejoraba los parámetros S_{11} y S_{22} de ambas alimentaciones empeoraba el Axial Ratio, de esta manera se llegó a una relación de compromiso de manera que se cumpliesen ambas condiciones a la vez.

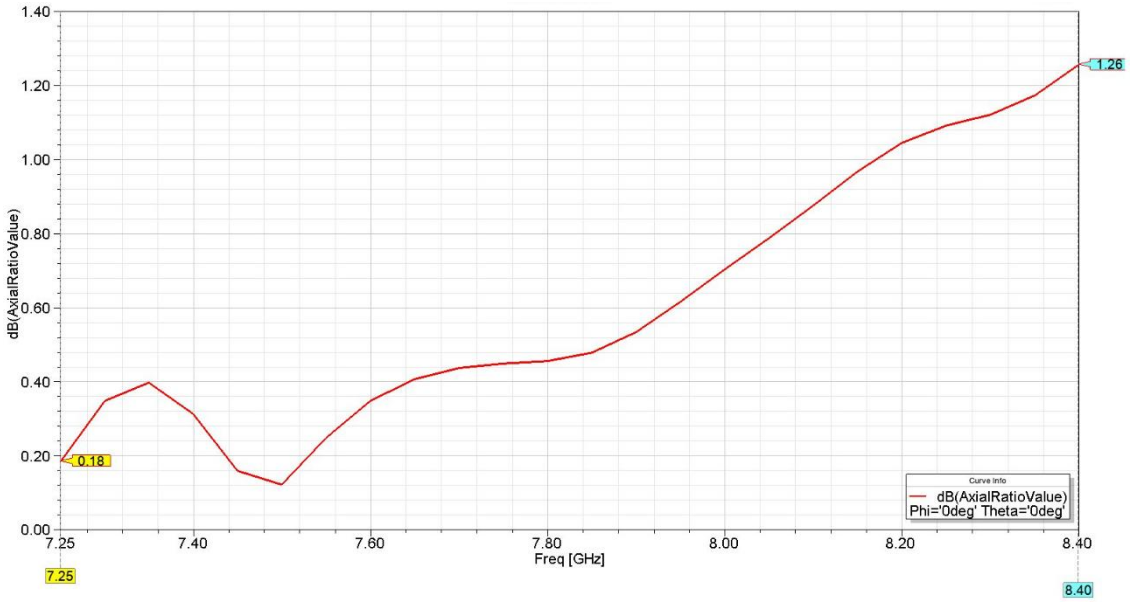


Figura VI.101 Axial Ratio del array 4x4 con conectores SMP cuando se polariza circularmente a izquierdas.

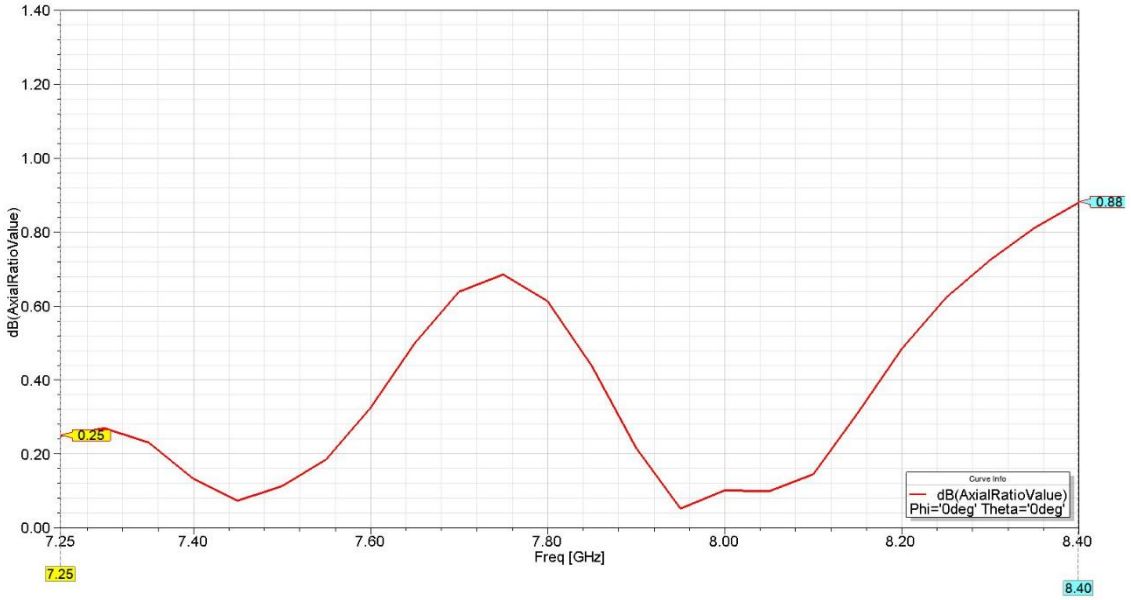


Figura VI.102 Axial Ratio del array 4x4 con conectores SMP cuando se polariza circularmente a derechas.

En cuanto a la directividad y la ganancia, si se comparan con los valores de la *Figura VI.85* y *Figura VI.86*, en las cuales el array 4x4 no estaba conectorizado con SMPs, se puede observar que han caído aproximadamente 2 dB, esto es debido a un desapuntamiento del lóbulo principal tal y como se puede apreciar en la *Figura VI.105* y *Figura VI.106.*

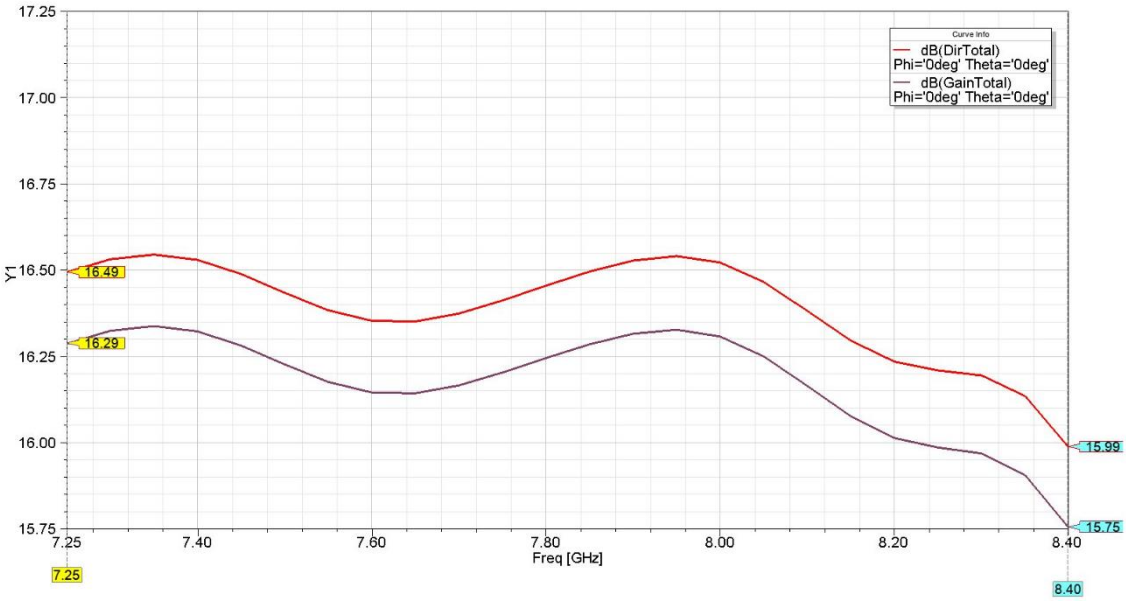


Figura VI.103 Directividad y ganancia del array 4x4 con conectores SMP, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

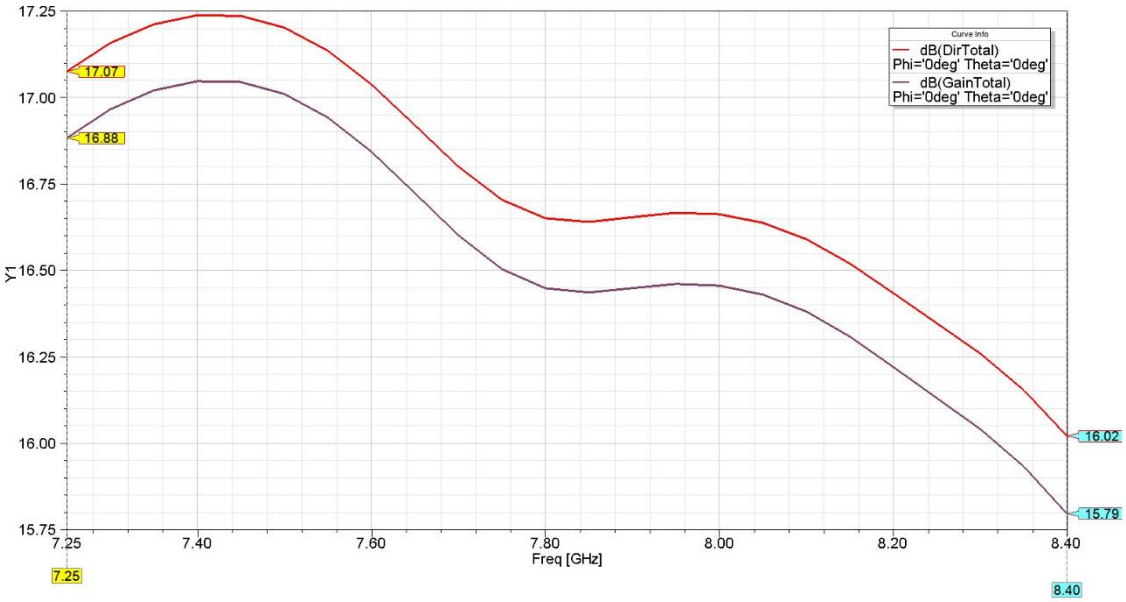


Figura VI.104 Directividad y ganancia del array 4x4 con conectores SMP, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VI.105* y *Figura VI.106* se observa un desapuntamiento del lóbulo principal, tanto cuando se polariza circularmente a izquierdas como a derechas, por lo cual el máximo de directividad no se tiene en la dirección de apuntamiento ($\theta = 0º, \phi = 0º$), si no que éste ha variado 4-5º, en ambos casos, con respecto a $\theta = 0º$. Por eso, los valores de directividad y ganancia han disminuido con respecto al modelo 4x4 sin conectores SMP.

Dicho desapuntamiento puede ser debido a la variación de la posición de los divisores T que se ha llevado a cabo en la alimentación al incluir el conector, que ocasiona que las fases que llegan a los elementos radiantes no sean las correctas y por lo tanto se desapunte el lóbulo principal. Aparecen además lóbulos secundarios de directividad 9.6 dBi y 11 dBi, que hacen que la relación NPLS empeore hasta llegar a un valor de 6.8 dB y 5.4 dB, respectivamente.

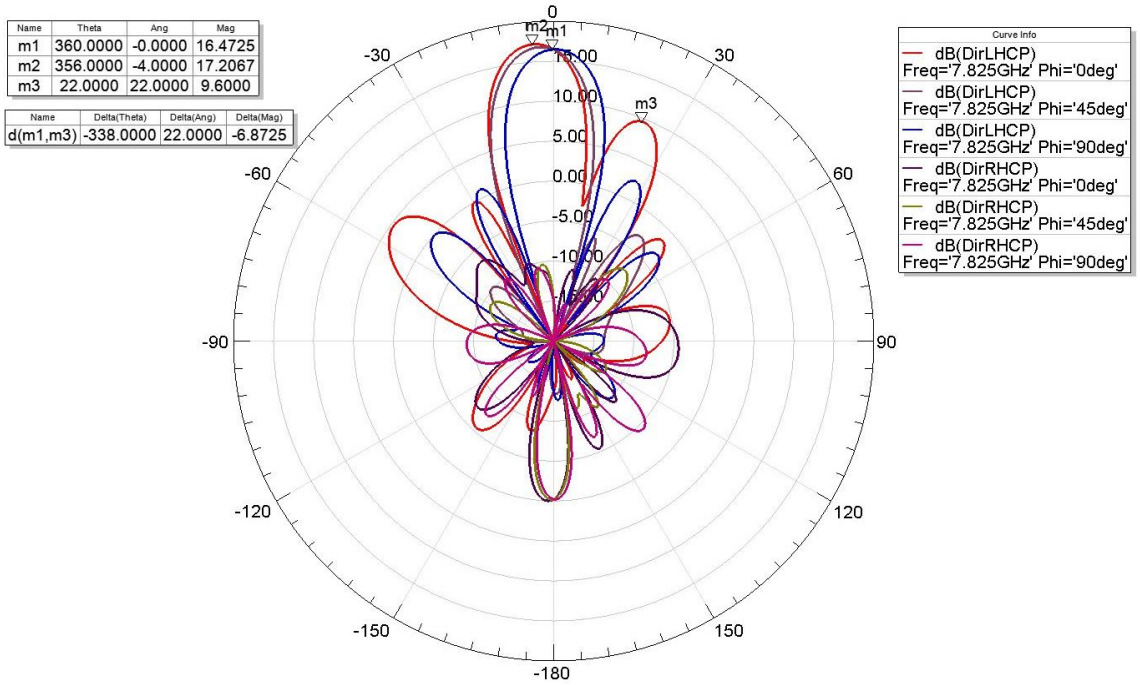


Figura VI.105 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 con conectores SMP se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

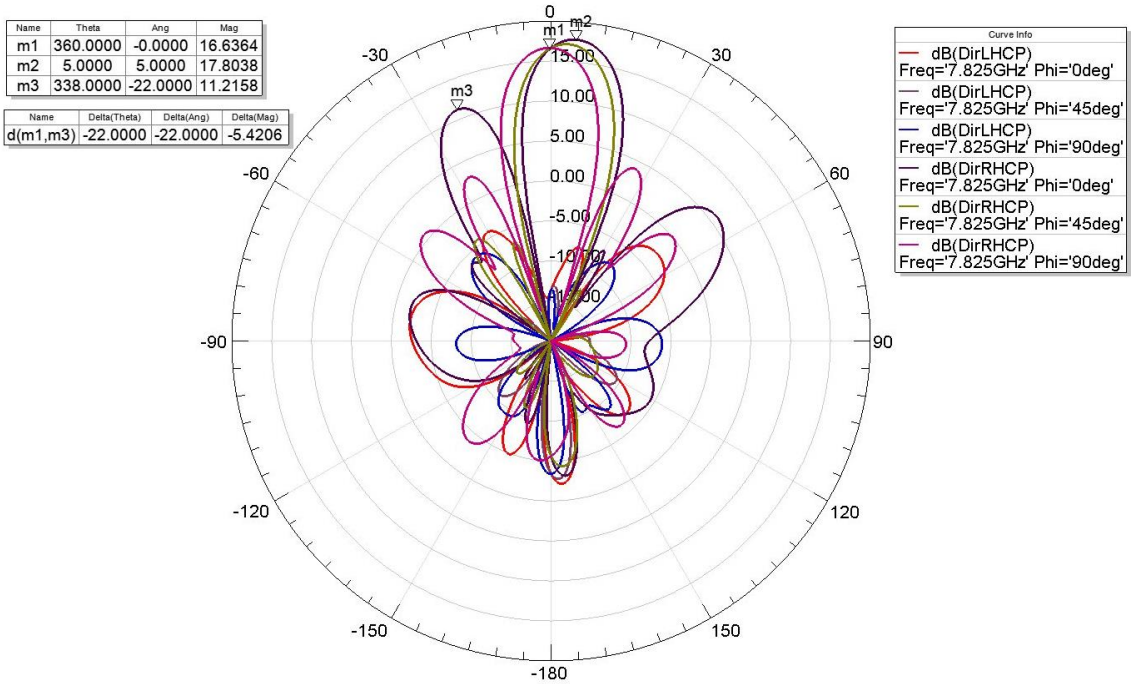


Figura VI.106 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 con conectores SMP se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

En la *Figura VI.107* y *Figura VI.108* se pueden observar las directividades totales, representadas en coordenadas polares 3D, del array 4x4 con conectores SMP según el sentido de polarización circular.

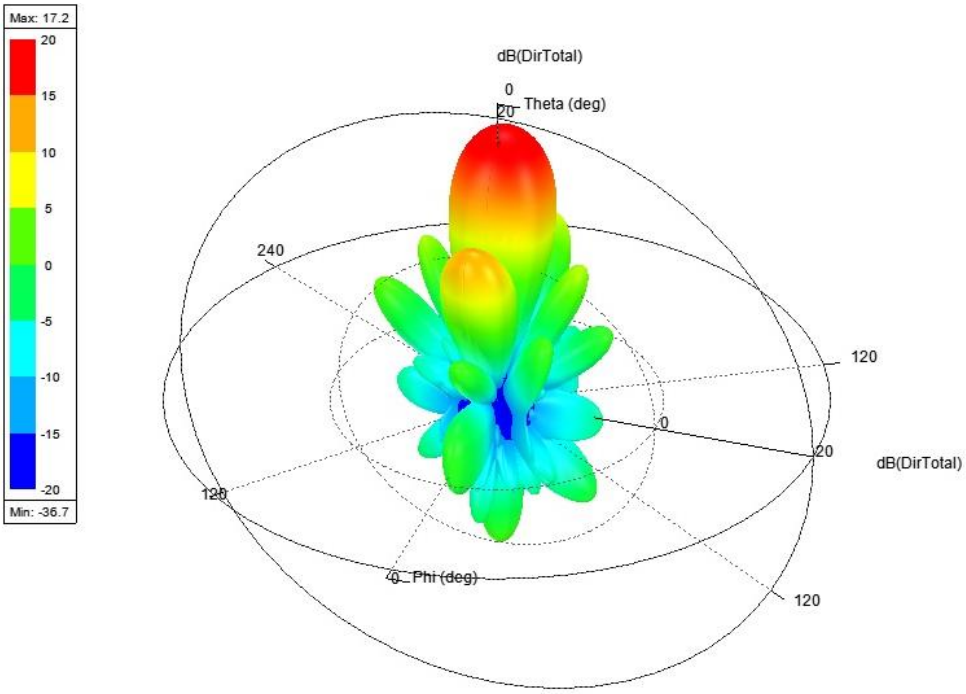


Figura VI.107 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 4x4 con conectores SMP se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

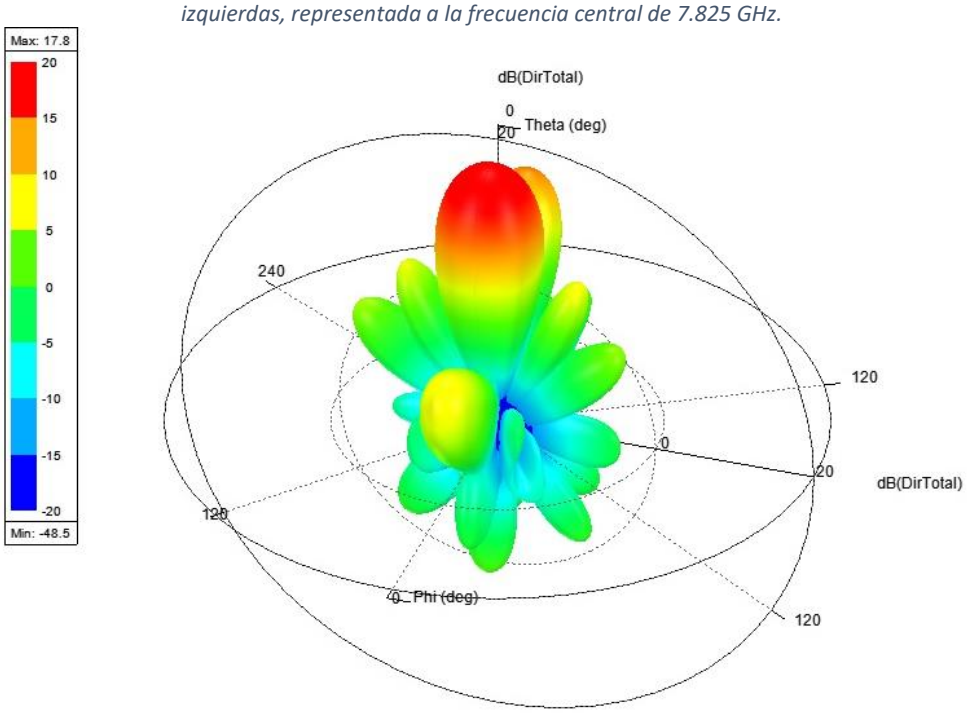


Figura VI.108 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 4x4 con conectores SMP se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

Con esta configuración se da por terminado el modelo microstrip y se da paso a un nuevo diseño utilizando tecnología plana stripline para las redes de alimentación.

Capítulo VII: Diseño de la agrupación de antenas y alimentación en tecnología stripline

En este capítulo se detalla el diseño y la metodología empleados para la realización de la agrupación de antenas, que cumpla las especificaciones de diseño requeridas, en tecnología plana stripline.

VII.1 Introducción

Antes de comenzar el diseño, se recordarán las especificaciones a cumplir, las cuales están reflejadas en la *Tabla VII.1.*

Parámetros		Valor
Frecuencias de trabajo	Transmisión: Recepción:	7.9 – 8.4 GHz 7.25 – 7.75 GHz
Polarización		Circular (a izquierdas y derechas)
Ancho de banda		14.7 %
Directividad		26 dBi
Axial Ratio		<1.4 dB
Dimensiones		40x40 cm

Tabla VII.1 Requerimientos de diseño.

En este capítulo se utilizará la tecnología stripline para diseñar las líneas de transmisión, divisores de potencia y acopladores direccionales correspondientes a la red de alimentación.

A continuación, se definirán algunos parámetros, así como condiciones a cumplir por el software de simulación utilizado a lo largo del proyecto, *ANSYS HFSS*:

- En las simulaciones que se van a llevar a cabo el número mínimo de pasadas son 5, el máximo valor de Delta S admisible es 0.01 y el mínimo número de pasadas de convergencia son 5. Estos parámetros serán siempre así a no ser que se indique lo contrario en el propio apartado. Se añadirá un barrido "Sweep" de tipo "fast" que va desde la frecuencia de 7.25 GHz hasta 8.4 GHz, y muestrea con una distribución lineal en saltos de 0.01 GHz. Para obtener resultados más exactos se utilizará un barrido de tipo "*discrete*" con saltos de 0.05 GHz ya que su carga computacional es elevada.
- La distancia mínima entre los bordes del elemento radiante y los bordes del sustrato deberá ser mayor que $\lambda/4$, para asegurar que las mediciones de radiación se obtienen en campo lejano.
- A cada diseño se le dotará de una caja de radiación, de aire, que englobe todo el sustrato, puertos (cuya anchura será 5 veces la anchura de la línea a alimentar) y los planos metálicos de masa correspondientes. La caja de radiación se ocultará en los diseños mostrados.
- El ancho de banda se calculará mediante la fórmula *(VI.1):*

$$BW(\%) = \frac{f_{Sup-10dB} - f_{Inf-10dB}}{f_{central}} \cdot 100$$

VII.2 Elección de los sustratos y corrección de sus constantes dieléctricas

Al igual que en el caso del diseño en tecnología microstrip, se va a utilizar una estructura multicapa, tal y como se observa en la *Figura VII.1.* El sustrato que se va a utilizar es el Rogers RT/duroid 5880, debido a su disponibilidad en el laboratorio del Grupo de Antenas de la Universidad Pública de Navarra, a la amplia variedad de grosores en los que se puede encontrar y a que su constante dieléctrica es $\varepsilon_r = 2.2$.

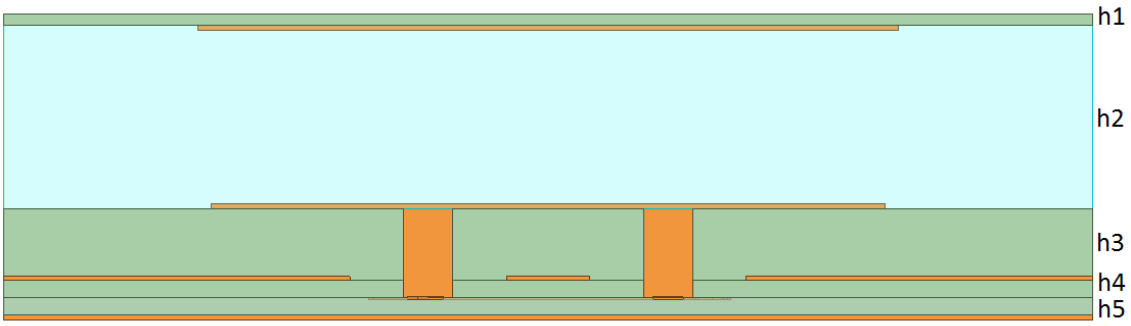


Figura VII.1 Corte transversal del esquema multicapa.

Las principales propiedades del sustrato Rogers RT/duroid 5880 se pueden encontrar en la *Tabla VII.2*, sacadas de la hoja de características [9]*:*

	Constante dieléctrica	Factor disipación	Grosores típicos
RT/duroid 5880	2.2	0.0004 – 0.0009	0.127mm 0.508mm 0.254mm 0.787mm 0.381mm 1.575mm

Tabla VII.2 Propiedades RT/duroid 5880.

Las capas superiores, en las que están situadas las antenas, se van a mantener intactas con respecto al diseño anterior:

Altura	Valor	Material
h1	0.254mm	RT/duroid 5880
h2	4mm	*Foam*
h3	1.575mm	RT/duroid 5880

Tabla VII.3 Materiales y altura del diseño multicapa.

Mientras que para la elección de los grosores de los sustratos inferiores se va a realizar un estudio con diferentes opciones. Partiendo del modelo módulo unidad, se han planteado tres diseños con grosores diferentes de sustrato Ro 5880, de manera que $h4 = h5$:

- 0.254 mm
- 0.381 mm
- 0.508 mm

En cuanto a la constante dieléctrica del sustrato, como se muestra en la *Tabla VII.2* , tiene un valor de $\varepsilon_r = 2.2$, pero parece lógico pensar que dicha constante dieléctrica no sea igual para un sustrato de grosor 0.254 mm que para uno de 1.575 mm. *Rogers Corporation* posee una herramienta que corrige la constante dieléctrica del sustrato utilizado, dependiendo de su grosor, de la tecnología del diseño (microstrip, stripline, coplanar) y de la frecuencia de operación [12].

En la *Tabla VII.4,* se muestran los resultados tras realizar las correcciones necesarias en las constantes dieléctricas del material.

Tecnología	Grosor	Constante dieléctrica
Microstrip	0.254 mm	2.27
	1.575 mm	2.3
Stripline	0.254 mm	2.235
	0.381 mm	2.23
	0.508 mm	2.225

Tabla VII.4 Corrección constante dieléctricta de Ro 5880 según tecnología de diseño y grosor.

Dichas correcciones se tendrán en cuenta a la hora de calcular las anchuras de las líneas.

Empezando por el modelo cuyo grosor de sustratos inferiores es $h4 = h5 = 0.254\,mm$, se calculan las anchuras de línea de 50 Ω y 35.35Ω, necesarias para el diseño del híbrido y las líneas de entrada.

Sabiendo que:

- Frecuencia de operación (se selecciona la intermedia de la banda), $f_r = 7.825\,GHz$.
- Constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r = 2.235$
- Impedancia deseada, $Z_0 = 35.35\,\Omega$
- Altura del sustrato, $b = 2h = 2 \cdot 0.254\,mm = 0.508\,mm$

Utilizando *(II.15)*

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} \dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441 & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 < 120\,\Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - \left(\dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441\right)} & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 > 120\,\Omega \end{cases}$$

se calcula el valor del condicionante

$$\sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 = 52.85\,\Omega < 120\,\Omega$$

por lo que la anchura de una línea de 35.35 Ω en tecnología stripline es

$$W = \left(\frac{30\pi}{\sqrt{2.235} \cdot 35.35} - 0.441\right) \cdot 0.508\,mm = 0.68\,mm$$

Este valor, tras simular y optimizar en *ANSYS HFSS* resulta 0.71 mm. Actuando de igual forma para 50 Ω se obtienen los valores mostrados *Tabla VII.5.*

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.42 mm	0.45 mm
35.35 Ω	0.68 mm	0.71 mm

Tabla VII.5 Anchura de línea de transmisión de 50 Ω en tecnología stripline para un sustrato de h=0.254mm.

Repitiendo el mismo proceso para los tres grosores de sustrato:

Grosor	Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
0.254 mm	50 Ω	0.42 mm	0.45 mm
	35.35 Ω	0.68 mm	0.71 mm
0.381 mm	50 Ω	0.63 mm	0.66 mm
	35.35 Ω	1.02 mm	1.06 mm
0.508 mm	50 Ω	0.84 mm	0.88 mm
	35.35 Ω	1.37 mm	1.43 mm

Tabla VII.6 Anchuras de línea según el grosor de los sustratos.

Tras calcular las anchuras de línea necesarias y realizar varios procesos de optimización, tanto de los parches apilados y transiciones, como del híbrido, se obtienen los siguientes resultados de parámetros S para el módulo unidad implementado en diferentes grosores (*Figura VII.2, Figura VII.3 y Figura VII.4*).

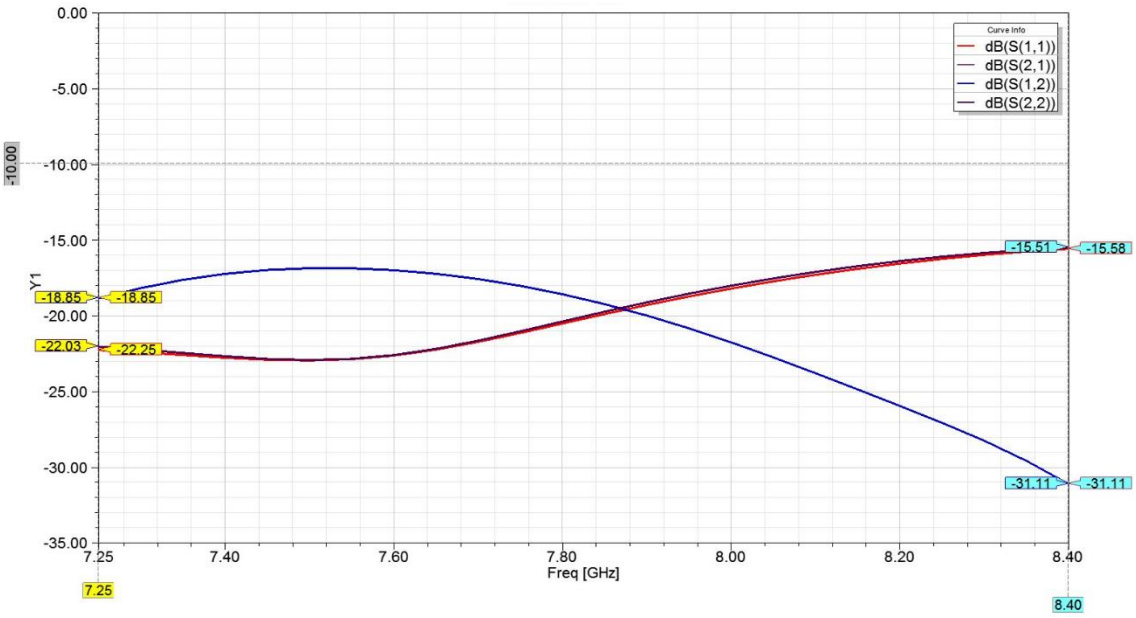


Figura VII.2 Parámetros S del módulo unidad para un grosor de h4 y h5 de 0.254 mm.

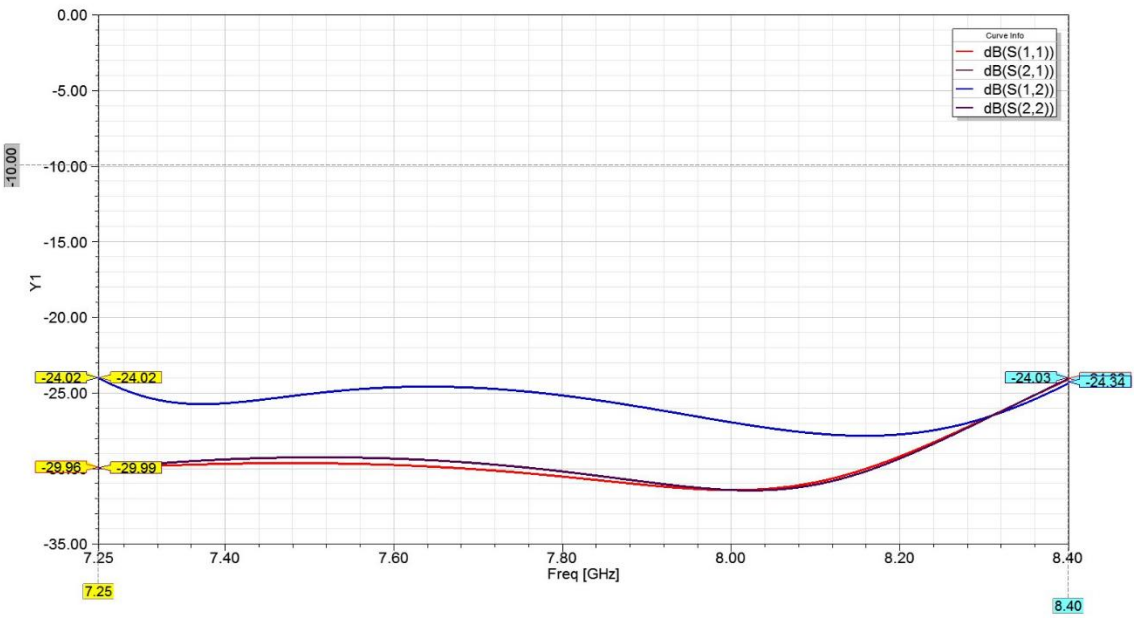


Figura VII.3 Parámetros S del módulo unidad para un grosor de h4 y h5 de 0.381 mm.

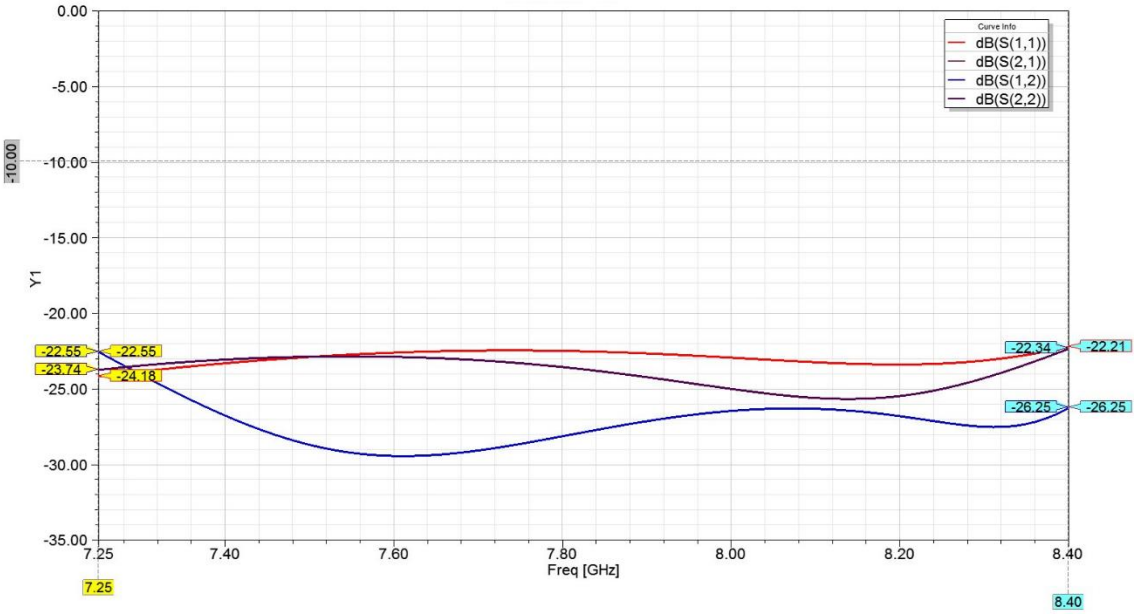


Figura VII.4 Parámetros S del módulo unidad para un grosor de h4 y h5 de 0.508 mm.

Tras analizar los resultados de los diferentes grosores, el que aporta unos mejores parámetros S resulta ser $h4 = h5 = 0.381\ mm$, que es el elegido. Además, aunque el modelo con un grosor de $h4 = h5 = 0.508\ mm$ posee unos parámetros S similares, el grosor de las líneas para un mismo valor de impedancia es superior, lo que dificultaría los diseños de las redes de alimentación.

Como se puede observar en la *Figura VII.3,* los parámetros S_{11} y S_{22} se mantienen por debajo de -24 dB, lo que quiere decir que las pérdidas de retorno en ambos puertos son bajas. Además, el acoplo entre puertos se mantiene también por debajo de -24 dB en todo el ancho de banda de operación. Si se comparan dichos resultados con los obtenidos cuando la capa inferior se diseña en tecnología microstrip (*Figura VI.38*), se ha conseguido un mejor módulo unidad en cuanto a parámetros S, que eran uno de los factores limitantes en el diseño final.

VII.3 Módulo unidad en tecnología stripline

VII.3.1 Medidas y parámetros del módulo unidad

Se denomina módulo unidad al conjunto de elemento radiante, transición e híbrido. Una vez definidos los sustratos, el resultado final de su estructura se muestra en la Figura *VII.5* y *Figura VII.6.* Como la separación entre elementos se ha mantenido constante, con respecto al diseño en tecnología microstrip, ($0.8\ \lambda$) sus dimensiones son 30.67x30.67x6.591 mm.

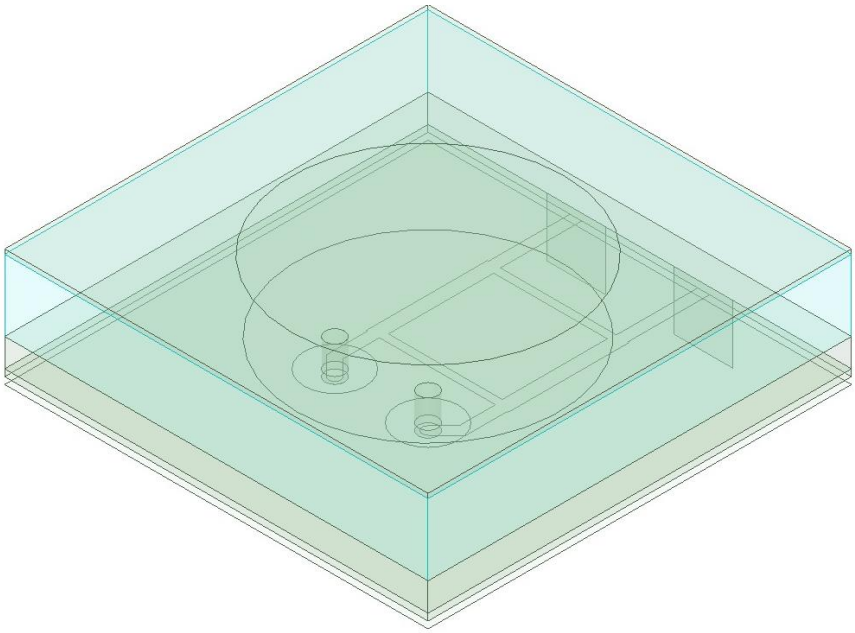


Figura VII.5 Estructura transparente del módulo unidad.

La conexión del híbrido a los pines metálicos que atraviesan los sustratos, se ha realizado mediante dos líneas de transmisión de 50 Ω, una línea recta y otra girada 45º. La longitud de la línea recta se ha variado hasta que los valores de acoplo, del híbrido hacia la antena, fuesen los mejores.

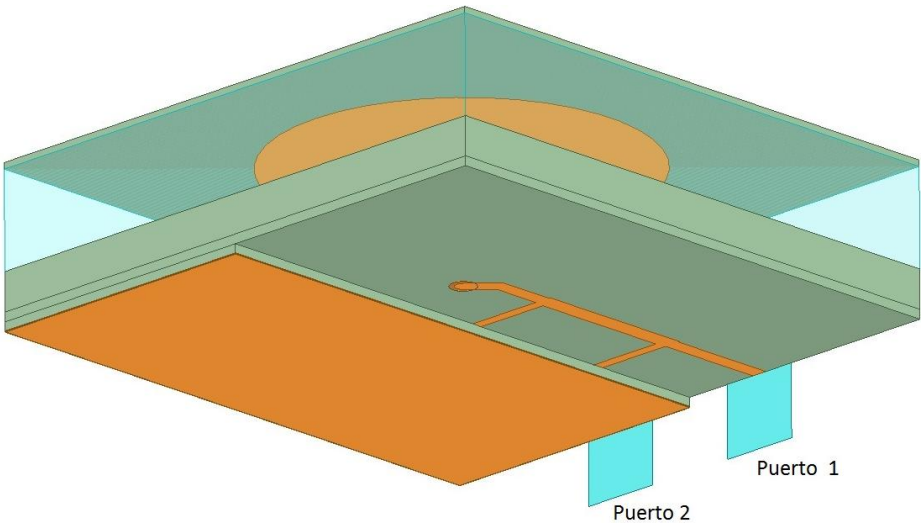


Figura VII.6 Módulo unidad desde abajo.

Al alimentar el dispositivo por el puerto 1 se obtendrá polarización circular a izquierdas, y si se alimenta por el puerto 2, se obtendrá polarización circular a derechas.

Las medidas y parámetros del módulo unidad se resumen en la *Tabla VII.7.*

Parámetro	Valor
r_antena_superior	7.64 mm
r_antena_inferior	7.35 mm
d_pin_metálico	2.62 mm
r_pin_metálico	0.53 mm
r_perf_masa	1.7 mm
w_50_híbrido	0.44 mm
l_50_híbrido	7.17 mm
w_35_híbrido	0.79 mm
l_35_híbrido	6.79 mm

Tabla VII.7 Parámetros del módulo unidad.

Los parámetros S ya se han comentado anteriormente (*Figura VII.3*). En cuanto al Axial Ratio, se mantiene por debajo de 1.4 dB en toda la banda de interés. Los valores para el caso de LHCP, en el que el módulo unidad y se polariza circularmente a izquierdas, y RHCP, en el que el módulo unidad se polariza circularmente a derechas, son similares y están comprendidos entre 0.72 y 1.29 dB.

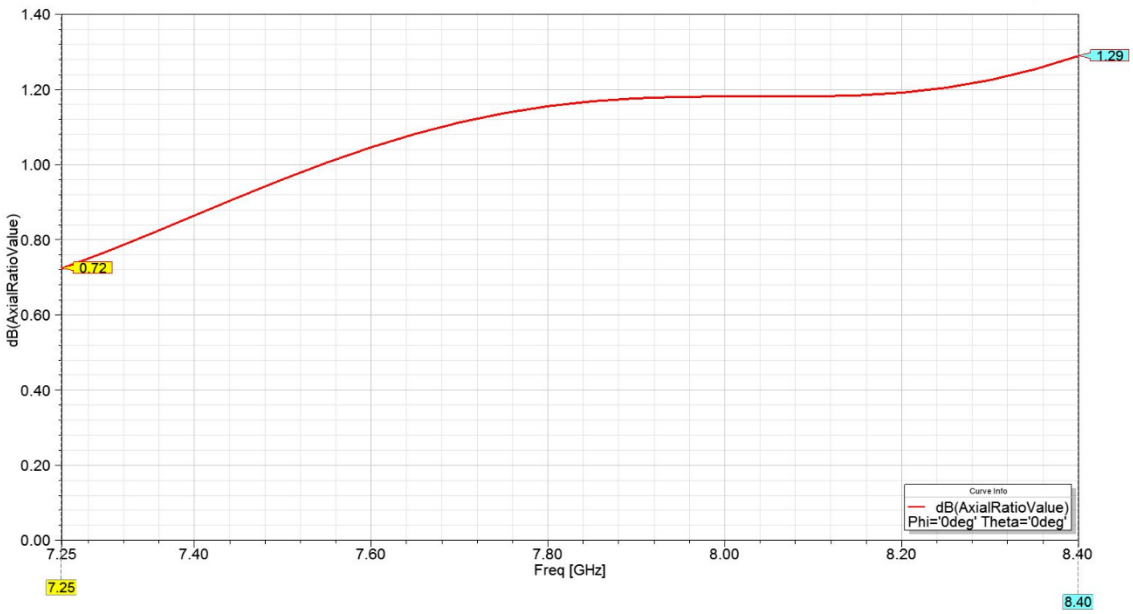


Figura VII.7 Axial Ratio cuando el módulo unidad se polariza a izquierdas.

En cuanto a la directividad, como se puede observar en la *Figura VII.8,* alcanza su valor máximo de 7.98 dBi a la frecuencia de 8.4 GHz, y está por encima de 7.4 dBi en toda la banda de interés. La ganancia se mantiene, aproximadamente, unos 0.05 dB por debajo de la directividad.

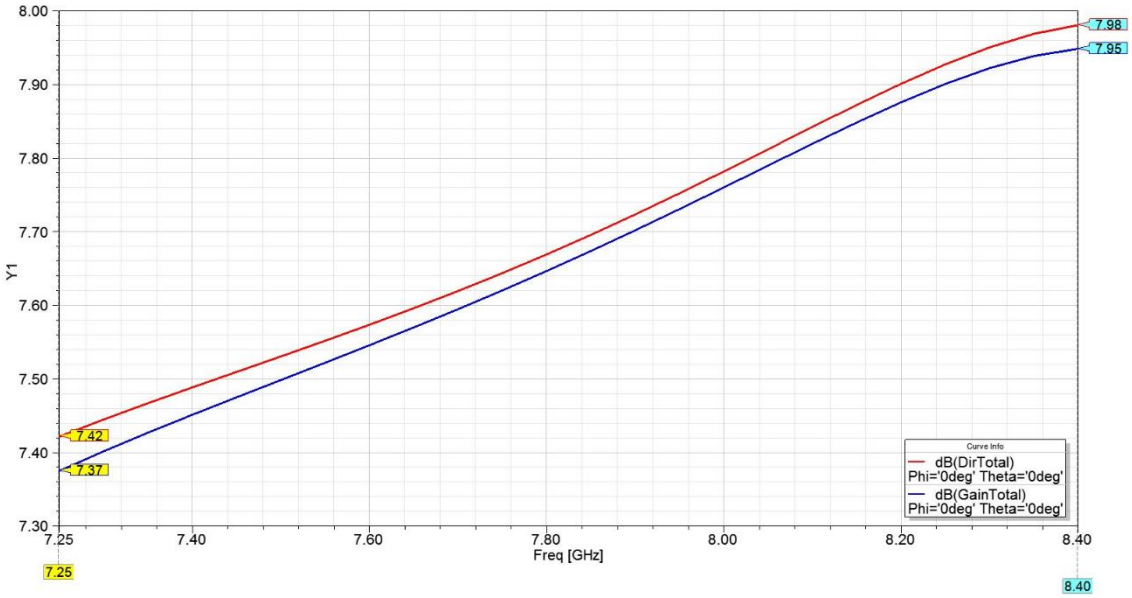


Figura VII.8 Directividad y ganancia cuando el módulo unidad se polariza a izquierdas.

En la *Figura VII.9,* se representa la directividad en coordenadas polares cuando el módulo unidad se polariza a izquierdas. Presenta un diagrama típico de las antenas parche, con un único lóbulo central y que no radia para $\theta \epsilon [90,270º]$. La diferencia entre la directividad LHCP y RHCP da una idea de lo circular que es la polarización, en este caso se puede ver que hay unos 23 dB de diferencia en la dirección de apuntamiento $\theta = 0$ y $\phi = 0$.

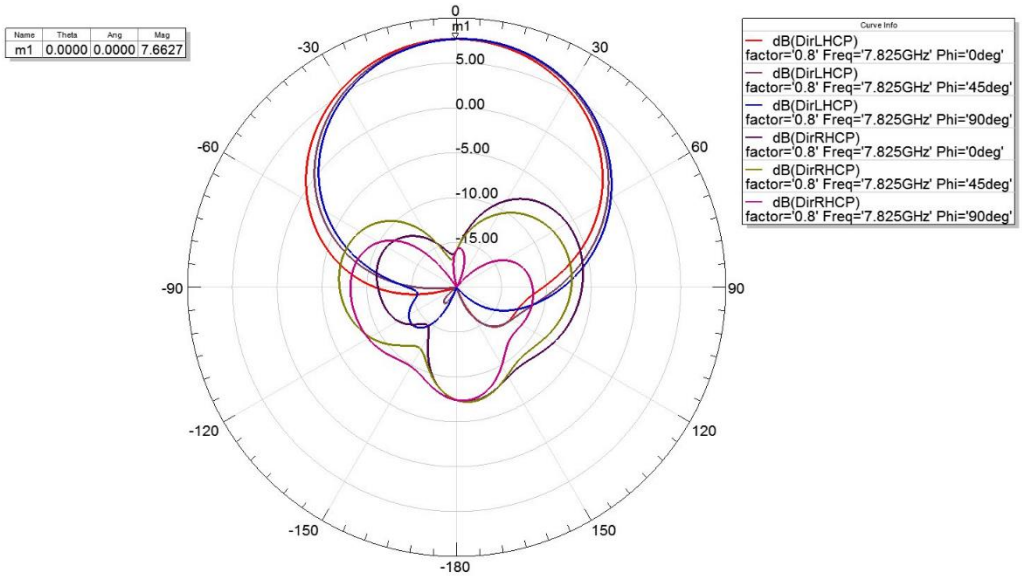


Figura VII.9 Directividad LHCP y RHCP en coordenadas polares cuando el módulo unidad se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

VII.3.2 Aplicando Factor de array al módulo unidad

A continuación, se aplicará un factor de array de diferentes dimensiones al módulo unidad para comprobar los valores de directividad alcanzables. Los resultados se muestran en la *Tabla VII.8.*

Dimensión	Directividad
1x1	7.42
2x2	13.44
3x3	16.96
4x4	19.46
5x5	21.40
6x6	22.98
7x7	24.32
8x8	25.48
9x9	26.51
10x10	27.42
11x11	28.25
12x12	29.01

Tabla VII.8 Mínimos de directividad en dBi en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones utilizando el módulo unidad.

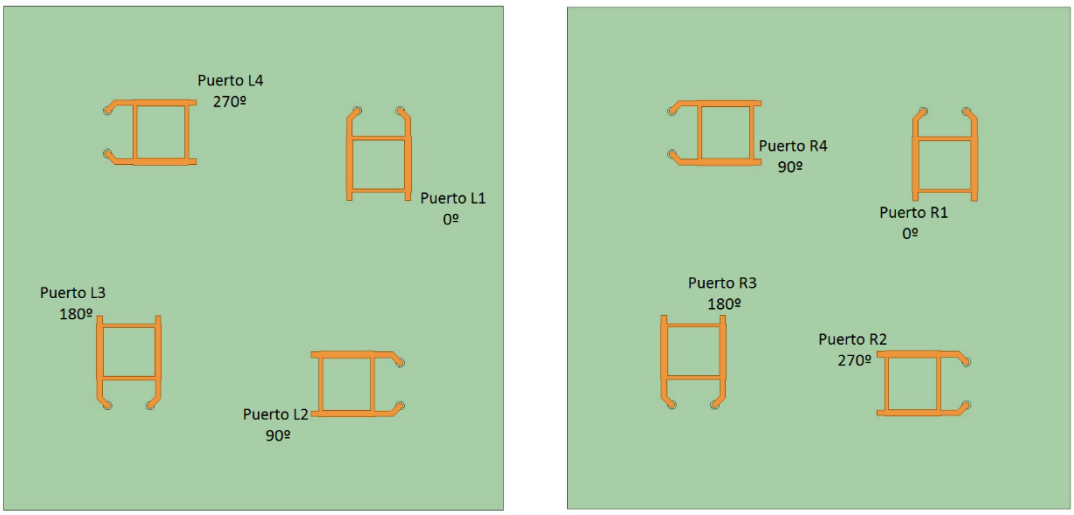
Las condiciones mínimas del diseño requieren una directividad superior a 26 dBi, por lo que se cumple a partir de un array 9x9.

VII.4 Agrupación 2x2

A continuación, una vez que se posee el diseño final de un módulo unidad, y sabiendo que la separación entre elementos de la agrupación es $0.8\ \lambda$, se diseña una agrupación de antenas de cuatro elementos de dimensiones 2x2.

VII.4.1 Rotación secuencial o subarray síncrono

Se va a aplicar rotación secuencial entre los elementos, de forma que favorezca el sentido de la polarización y se minimice el AR. La disposición de los híbridos y la alimentación para que la rotación secuencial funcione correctamente se puede observar en la *Figura VII.10*.



a) *b)*

Figura VII.10 Alimentación necesaria para rotación secuencial, con el sustrato inferior transparente. a) Izquierdas. b) Derechas.

Alimentando directamente los P*uertos LX* de los híbridos, puertos que generan polarización circular a izquierdas, con la misma magnitud y las fases indicadas en la *Figura VII.10 a),* se obtienen los valores de Axial Ratio respecto a la frecuencia representados en la *Figura VII.11.*

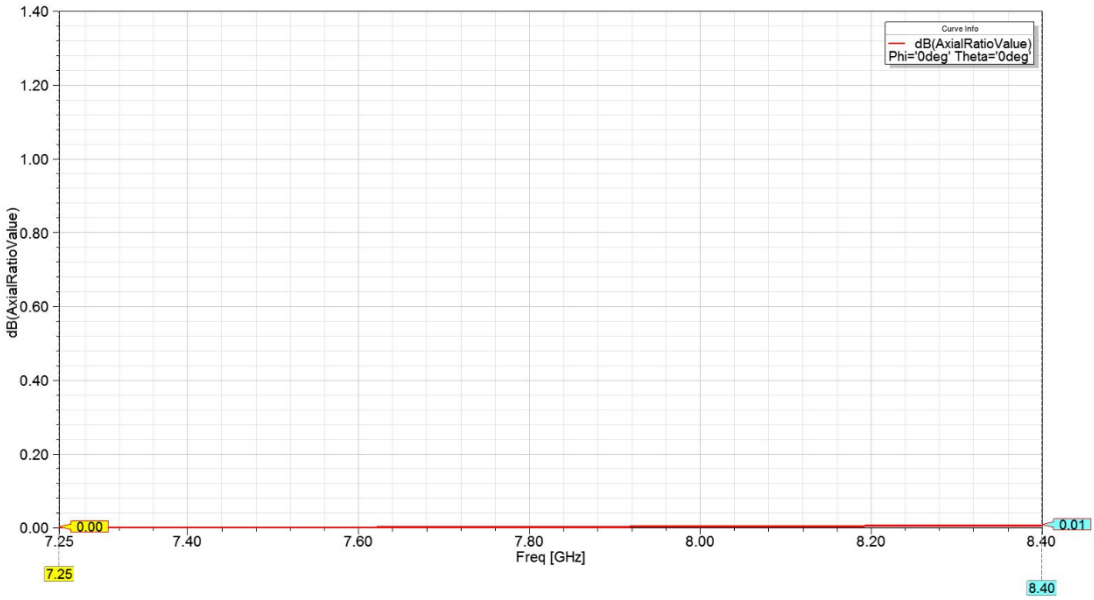


Figura VII.11 Axial Ratio cuando el array 2x2 se polariza a izquierdas mediante una alimentación ideal.

Si se realiza la misma operación con la polarización circular a derechas los valores son similares, del orden de 0.01 dB.

VII.4.2 Alimentación polarización circular a izquierdas array 2x2

Una vez definidas las fases que deben llegar a cada puerto de entrada de los híbridos, y sabiendo que las magnitudes deben de ser iguales, se pasará al diseño de una alimentación que lo logre.

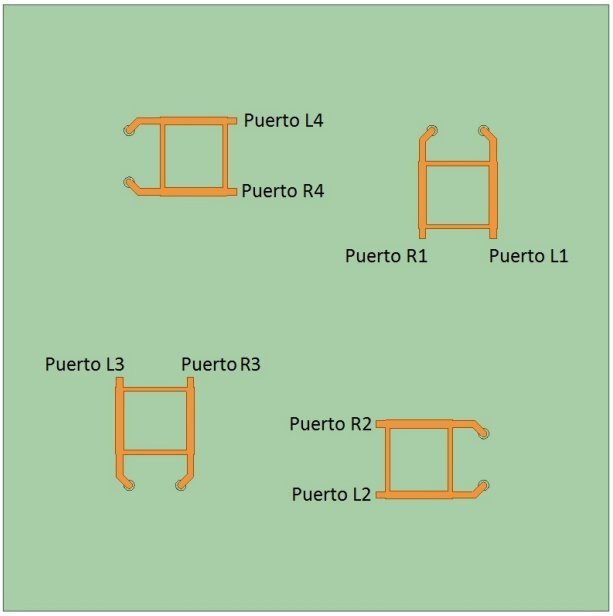


Figura VII.12 Disposición de los puertos en el array 2x2 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

Debido a la disposición de los puertos, la alimentación a derechas se va a realizar por el interior de la estructura, mientras que la de izquierdas se va a realizar por el exterior.

La alimentación estará formada por divisores T en una configuración 1x4. Las posiciones de las T estarán dispuestas de tal forma que se consigan las diferencias de fase entre los puertos deseadas.

Los valores de pérdidas de retorno obtenidos en el diseño microstrip 4x4 cumplían ajustadamente los requerimientos de diseño. Por lo que, para el modelo stripline se intentarán implementar mejoras en las redes de alimentación para conseguir unos mejores resultados.

Una de ellas es la adición de un *chamfer* en los divisores T, de manera que el campo eléctrico se guíe de manera óptima, y otra es la utilización de transformadores binomiales con múltiples secciones, cuyo diseño y cálculo se expondrán a continuación.

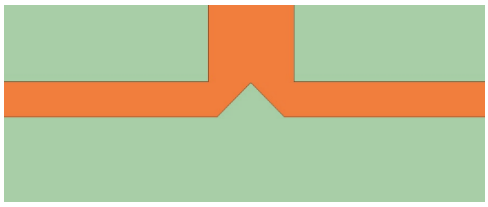


Figura VII.13 Implementación de un chamfer en un divisor T.

VII.4.2.1 Transformador binomial multisección

Los adaptadores λ/4 son capaces de adaptar dos impedancias diferentes a la frecuencia de diseño, pero su ancho de banda es estrecho. Para conseguir un ancho de banda mayor se pueden concatenar múltiples secciones de longitud fija, de manera que la respuesta sea más plana a la frecuencia de operación, este es el principio de funcionamiento del transformador binomial.

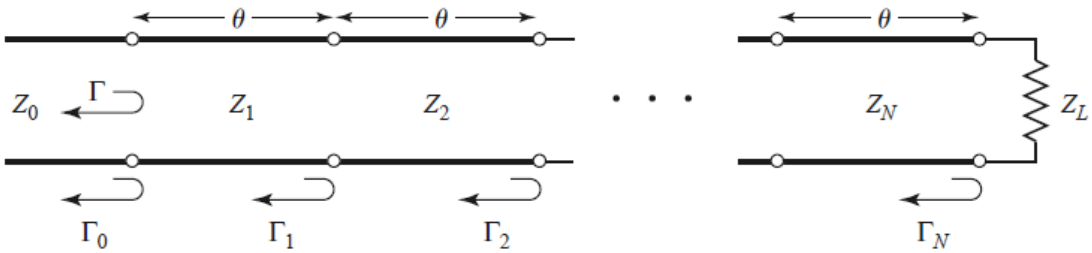


Figura VII.14 Adaptador de impedancias multisección.

Por ejemplo, si se quisiera adaptar una impedancia de 25 Ω a una de 50 Ω mediante un adaptador binomial de dos secciones, utilizando *(IV.10)*

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!\,n!} \rightarrow C_0 = 1, C_1 = 2$$

donde N es el número de secciones.

Por lo que las impedancias de las diferentes secciones son, utilizando *(IV.14)*

$$Z_{n+1} \cong Z_n \cdot e^{2^{-N\, C_n^N \cdot \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)}} \rightarrow Z_1 = 29.73\,\Omega, Z_2 = 42.04\,\Omega$$

Una vez calculadas las impedancias, y sabiendo que sus longitudes tienen que ser $\lambda/4$, se puede implementar el adaptador binomial.

VII.4.2.2 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador λ/4 de una sección y sin *chamfer*

Se plantea un primer diseño de la alimentación 1x4 similar a la utilizada en el caso microstrip, la cual está formada por divisores T con adaptadores λ/4 de una sección. Se diseña para adaptar la entrada del divisor T de 25Ω a una línea de impedancia 50Ω. La longitud eléctrica del adaptador es $\lambda/4$ y su impedancia

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 R_L} = \sqrt{25 \cdot 50} = 35.3553\ \Omega$$

La anchura de una línea de impedancia 35.35 Ω en tecnología stripline está reflejada en la *Tabla VII.6.* Las medidas del adaptador $\lambda/4$ entonces son

Parámetro	Valor
w_35	1.06 mm
l_adaptador35	5.8 mm

Tabla VII.9 Parámetros del adaptador λ/4.

En la *Figura VII.15*, se puede observar el diseño final de la alimentación 1x4 sin *chamfers* y con una única sección de adaptador λ/4.

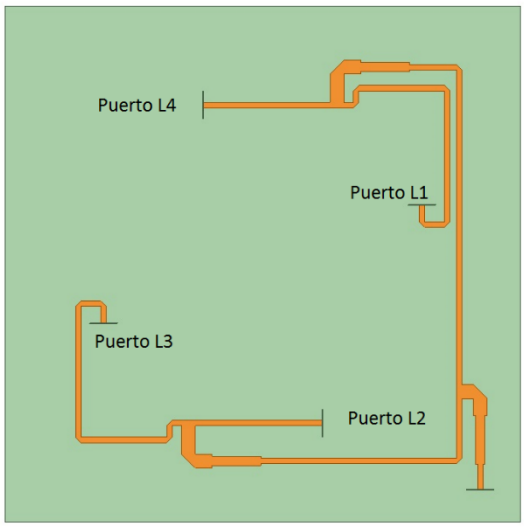


Figura VII.15 Alimentación 1x4 con adaptadores λ/4 de una sección y sin chamfer en los divisores T.

En el caso stripline, debido a que las dimensiones del híbrido de 90º son menores, no es posible realizar la conexión entre los puertos L1-L4 y L2-L3 de forma recta, si no que se ha tenido que realizar una curvatura. Dicha curvatura, además, se ha optimizado de tal forma que se aleje lo suficiente de las perforaciones realizadas en la masa para que las ondas de campo eléctrico permanezcan en el sustrato, viajando desde las líneas de transmisión hacia los planos de masa.

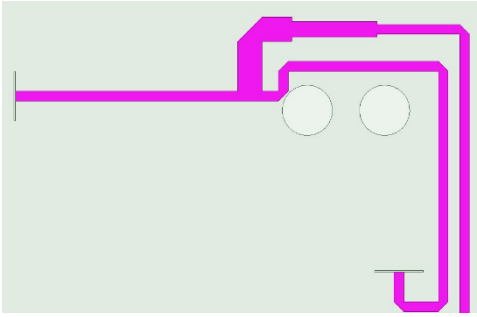


Figura VII.16 Curvatura realizada y perforaciones en la masa.

En la *Figura VII.17*, se puede observar que la división de potencia entre los puertos de salida es la deseada, ya que los valores rondan los 6 dB. En cuanto a las pérdidas de retorno, son inferiores a -20 dB en toda la banda de operación.

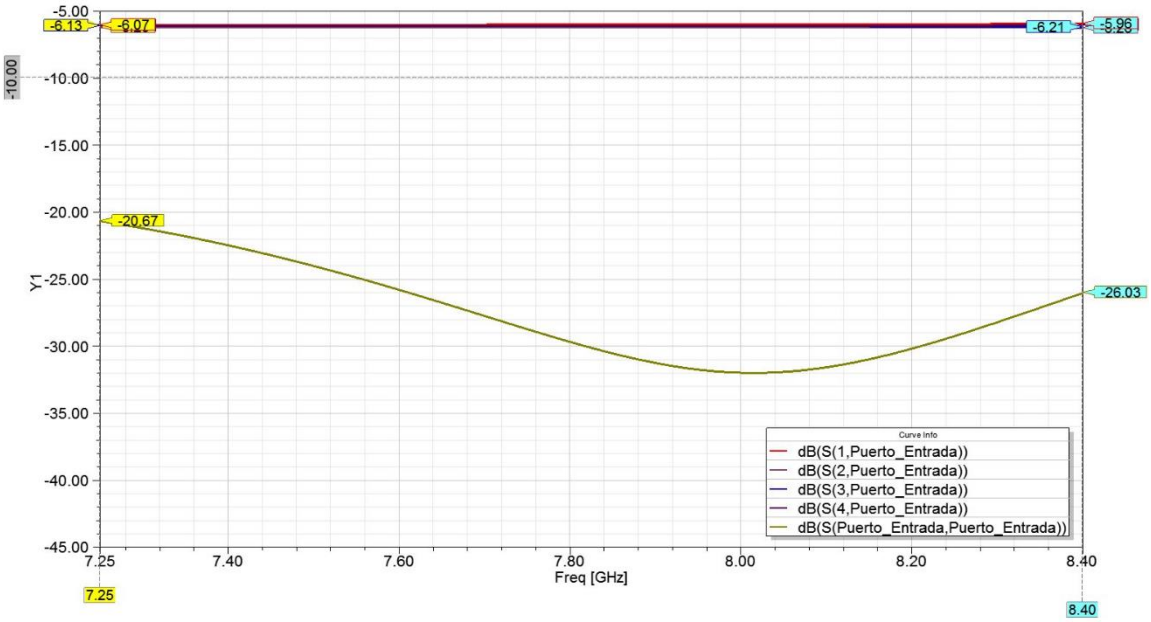


Figura VII.17 Parámetros S de la alimentación 1x4 con λ/4 de una sección y sin chamfer en los divisores T.

Las fases a la salida de la alimentación 1x4 sin *chamfer* y con una única sección se muestran en la *Figura VII.18.* Se ha variado la posición de los divisores en T de tal forma que los desfases sean los adecuados, consiguiendo así la rotación secuencial para favorecer la polarización circular a izquierdas.

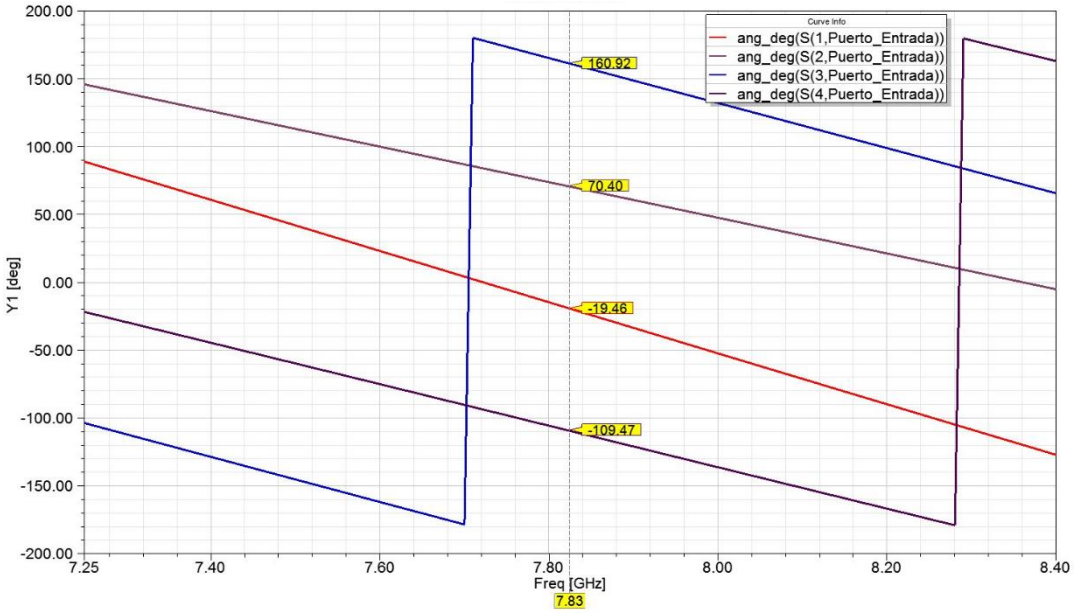


Figura VII.18 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 con λ/4 de una sección y sin chamfer en los divisores T.

VII.4.2.3 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador λ/4 de una sección y con *chamfer*

Este caso es similar al anterior, pero se ha aplicado un *chamfer* o chaflán en la terminación del divisor de potencia T que optimiza la división. Dicho chaflán se ha implementado con un ángulo de 45º.

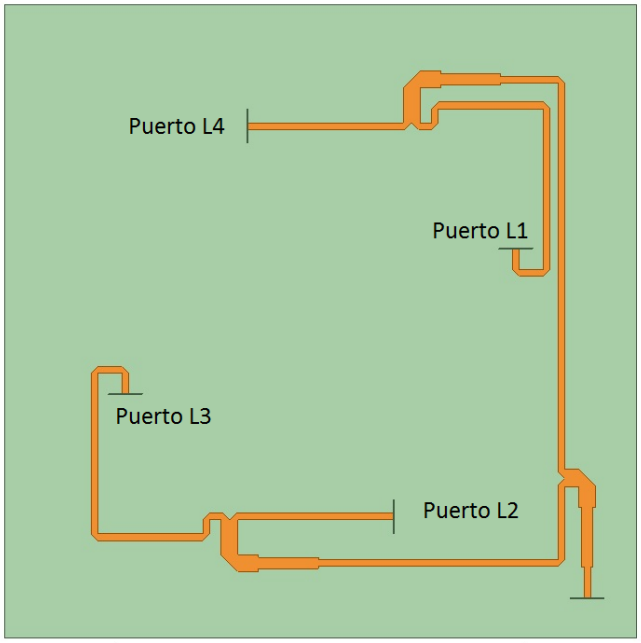


Figura VII.19 Alimentación 1x4 con adaptadores λ/4 de una sección y con chamfer en los divisores T.

Se puede observar que al introducir los *chamfers* las pérdidas de retorno han disminuido en casi todo el ancho de banda, llegando a tener en la parte superior de la banda de operación un S_{11} de -30 dB y en la inferior valores de -21 dB. La división de potencia entre puertos se sigue realizando correctamente.

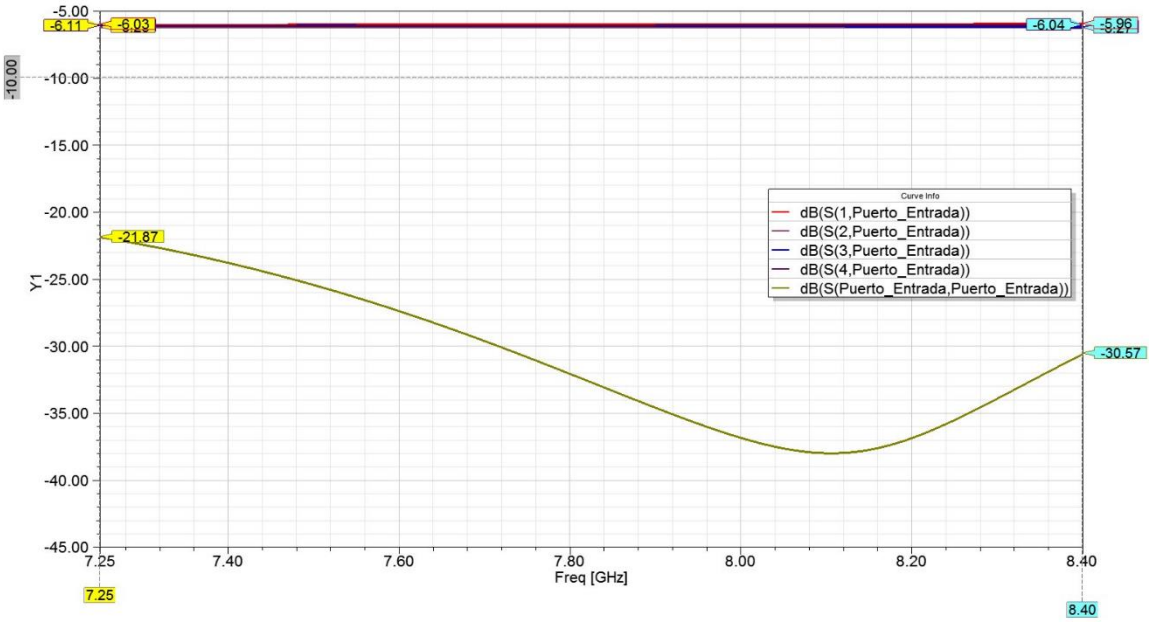


Figura VII.20 Parámetros S de la alimentación 1x4 con adaptadores λ/4 de una sección y sin chamfer en los divisores T.

Con la introducción de los *chamfers*, como se puede observar en la *Figura VII.21,* se ha conseguido que a la frecuencia intermedia de la banda de operación se consiga un desfase entre puertos casi perfecto, rondando los 0.2 grados de error en los ángulos.

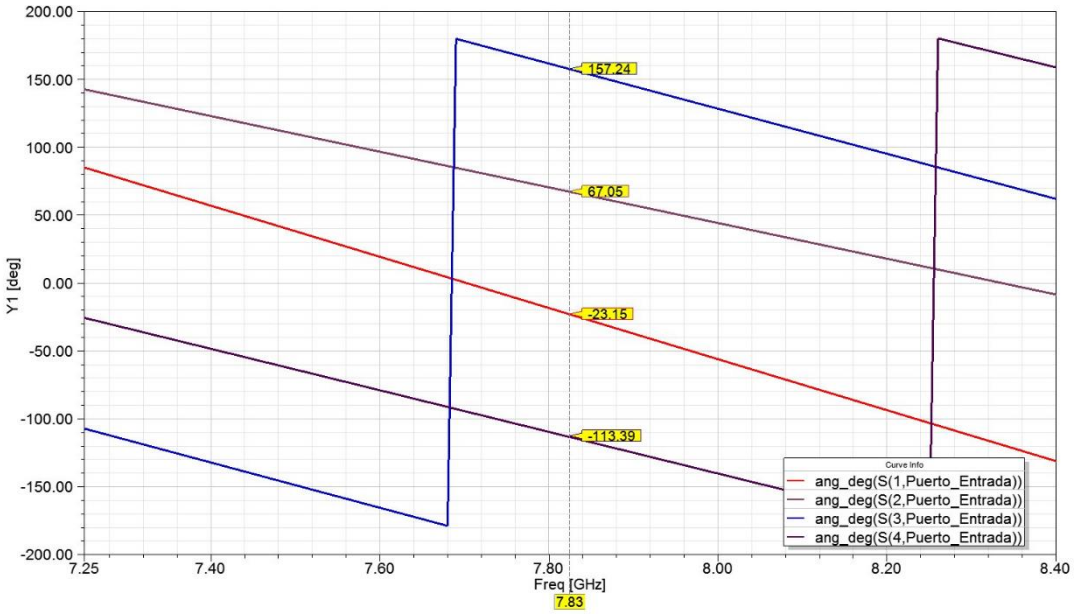


Figura VII.21 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 con adaptadores λ/4 de una sección y sin chamfer en los divisores T.

VII.4.2.4 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador binomial de 2 secciones y con *chamfer*

Como los adaptadores λ/4 poseen una respuesta en frecuencia estrecha, se ha estudiado la implementación de adaptadores binomiales de varias secciones, consiguiendo de esta forma una respuesta más plana a la frecuencia de operación y por lo tanto unos mejores parámetros S. En este apartado se plantea la utilización de un adaptador binomial de 2 secciones que adapte una impedancia de 25Ω a una de 50Ω.

Por los cálculos realizados en el *Apartado VII.4.2.1*, se sabe que las impedancias de las dos secciones que conforman el adaptador binomial tienen que ser $Z_1 = 29.73\ \Omega, Z_2 = 42.04\ \Omega$.

Se calculan las anchuras equivalentes a las impedancias necesarias utilizando *(II.15),* para poder realizar el diseño en el software *ANSYS HFSS*.

Sabiendo que:

- Frecuencia de operación (se selecciona la intermedia de la banda), $f_r = 7.825\ GHz$.
- Constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r = 2.235$
- Impedancia deseada, $Z_0 = 42.04\Omega$
- Altura del sustrato, $b = 2h = 2 \cdot 0.381\ mm = 0.762\ mm$

Utilizando *(II.15)*

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} \dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441 & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 < 120\ \Omega \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - \left(\dfrac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r} Z_0} - 0.441\right)} & \sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 > 120\ \Omega \end{cases}$$

se calcula el valor del condicionante

$$\sqrt{\varepsilon_r}\, Z_0 = 62.72\ \Omega < 120\ \Omega$$

por lo que la anchura de una línea de 42.04 Ω en tecnología stripline es

$$W = \left(\frac{30\pi}{\sqrt{2.235} \cdot 42.04} - 0.441\right) \cdot 0.762\ mm = \ 0.81\ mm$$

Procediendo de igual forma para la impedancia de $29.73\,\Omega$ y recopilando las anchuras calculadas en apartados anteriores se tiene que:

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.63 mm	0.66 mm
42.04 Ω	0.81 mm	0.82 mm
35.35 Ω	1.02 mm	1.06 mm
29.73 Ω	1.28 mm	1.3 mm
25 Ω	1.59 mm	1.64 mm

Tabla VII.10 Anchura de línea según su impedancia en tecnología stripline para un sustrato de h=0.381mm.

Las secciones del adaptador binomial se han simulado por separado y sus valores óptimos se presentan en la *Tabla VII.11.*

Parámetro	Valor
w_42	0.82 mm
l_adaptador42	6.45 mm
w_29	1.3 mm
l_adaptador29	5.63 mm

Tabla VII.11 Parámetros del adaptador binomial de 2 etapas.

Una vez conocidas las anchuras y larguras de las secciones del adaptador binomial, se implementa en el diseño anterior, el resultado se muestra en la *Figura VII.22.*

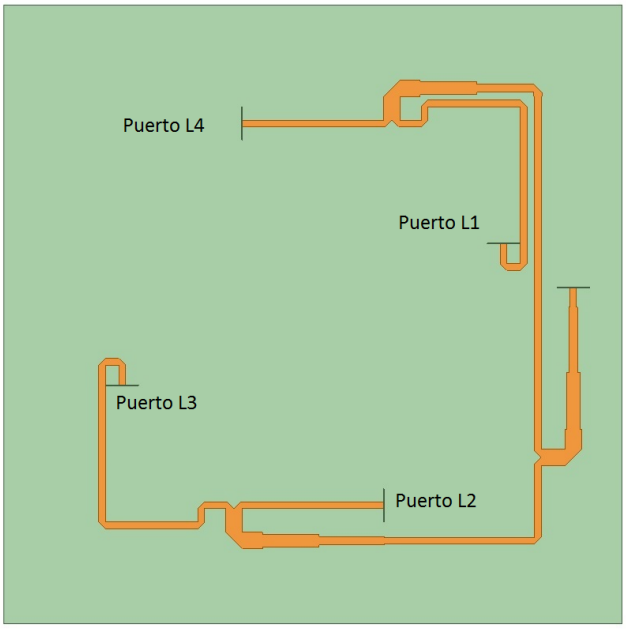


Figura VII.22 Alimentación 1x4 con adaptador binomial de 2 secciones y chamfer en los divisores T.

Al sustituir los adaptadores λ/4 de sección única por los binomiales de 2 secciones se ve una clara mejoría en el parámetro S_{11}, pérdidas de retorno, de unos 10 dB, consiguiendo que en todo el ancho de banda de operación no supere los -31 dB y con un mínimo de -38 dB. La división de magnitud entre los puertos se sigue realizando correctamente.

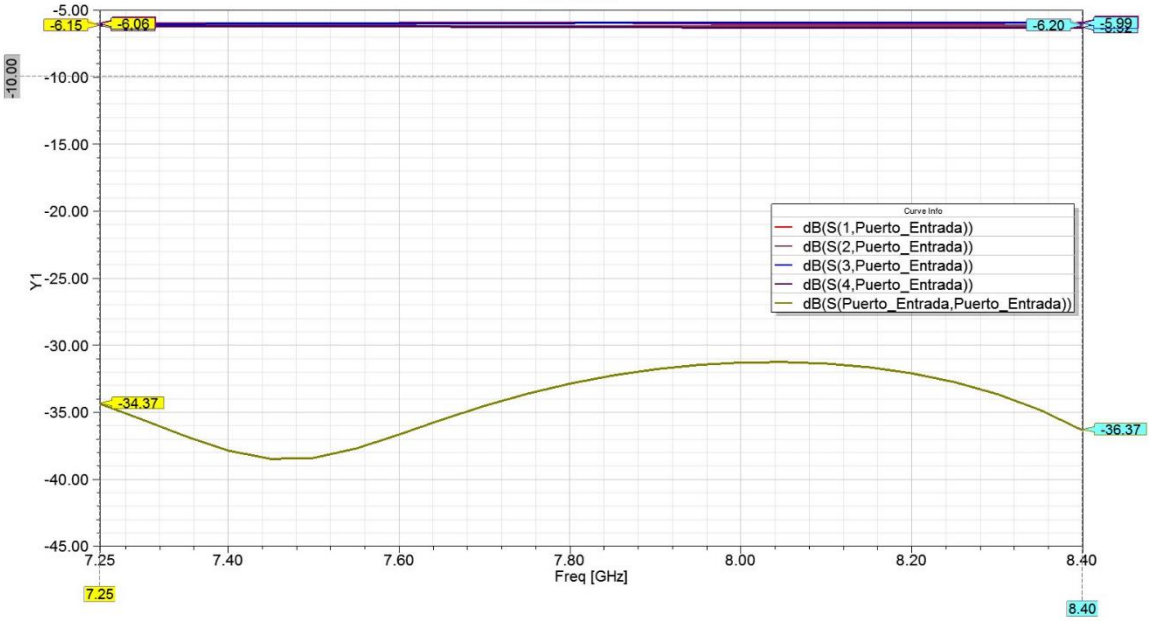


Figura VII.23 Parámetros S de la alimentación 1x4 con adaptador binomial de 2 secciones y chamfer en los divisores T.

En cuanto a la fase, como se puede observar en la *Figura VII.24,* a la frecuencia central los desfases son los necesarios para favorecer la rotación en sentido de la polarización circular a izquierdas.

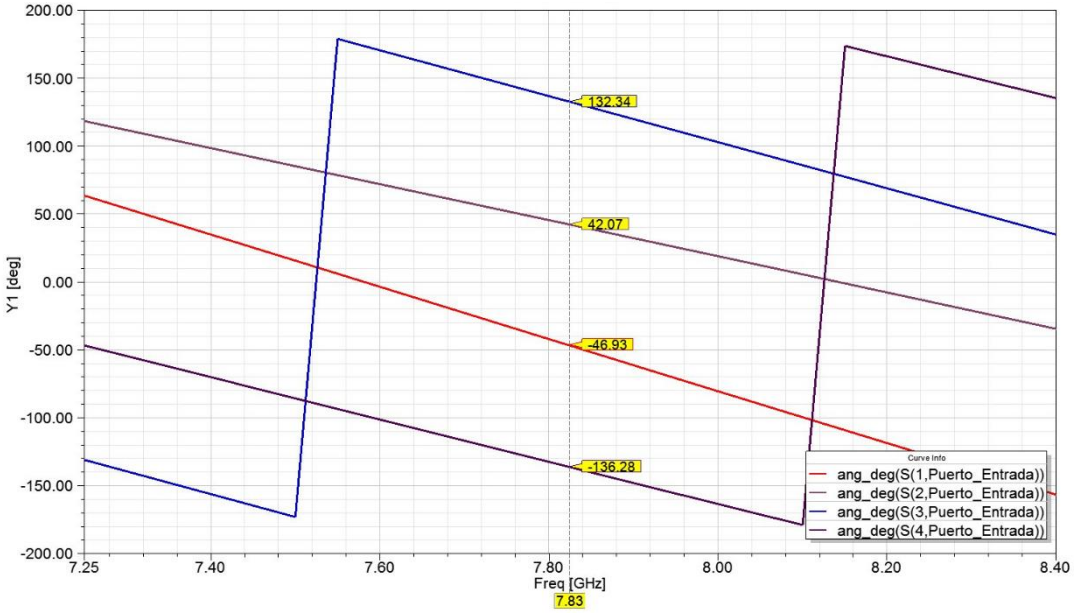


Figura VII.24 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 con adaptador binomial de 2 secciones y chamfer en los divisores T.

VII.4.2.5 Diseño de un divisor 1x4 con adaptador binomial de 3 secciones y con *chamfer*

Debido a las largas longitudes de línea existentes en el circuito de alimentación, y a los buenos resultados obtenidos por el adaptador binomial de 2 secciones, se va a comprobar el comportamiento de la misma red de alimentación implementando una sección más.

Para ello se deberán volver a realizar los cálculos de las impedancias para las diferentes secciones. Las impedancias a adaptar son 25 Ω y 50 Ω. Como el número de secciones es 3, utilizando *(IV.10)* se obtiene que

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!\,n!} \rightarrow C_0 = 1, C_1 = 3, C_2 = 3$$

donde N es el número de secciones.

Por lo que las impedancias de las diferentes secciones son, utilizando (IV.14)

$$\mathrm{Z}_{n+1} \cong Z_n \cdot e^{2^{-N\,C_n^N \cdot \ln\left(\frac{Z_L}{Z_0}\right)}} \rightarrow Z_1 = 27.26\,\Omega, Z_2 = 35.35\,\Omega, Z_2 = 45.85\,\Omega$$

Una vez calculadas las impedancias, se calculan las anchuras de las líneas de transmisión equivalentes a dichas impedancias. Utilizando *(II.15)* y recopilando valores anteriores:

Impedancia	Valor teórico	Valor práctico
50 Ω	0.63 mm	0.66 mm
45.85 Ω	0.71 mm	0.75 mm
42.04 Ω	0.81 mm	0.82 mm
35.35 Ω	1.02 mm	1.06 mm
29.73 Ω	1.28 mm	1.3 mm
27.26 Ω	1.43 mm	1.48 mm
25 Ω	1.59 mm	1.64 mm

Tabla VII.12 Anchura de línea según su impedancia en tecnología stripline para un sustrato de h=0.381mm.

Las secciones del adaptador binomial de tres secciones se han simulado por separado y sus valores óptimos se presentan en la *Tabla VII.13.*

Parámetro	Valor
w_45	0.75 mm
l_adaptador45	5.65 mm
w_35	1.06 mm
l_adaptador35	6.53 mm
w_27	1.48 mm
l_adaptador27	5.25 mm

Tabla VII.13 Parámetros del adaptador binomial de 3 etapas.

Una vez conocidas las anchuras y longitudes de las secciones del adaptador binomial se implementa en el diseño anterior, el resultado se muestra en la *Figura VII.25.*

Cabe destacar que en el divisor T situado en la parte superior (visto desde abajo), la sección intermedia tiene un giro de 90º el cual varía la longitud real de dicha sección. Se ha realizado un barrido paramétrico para encontrar la longitud óptima que lograse los mejores resultados.

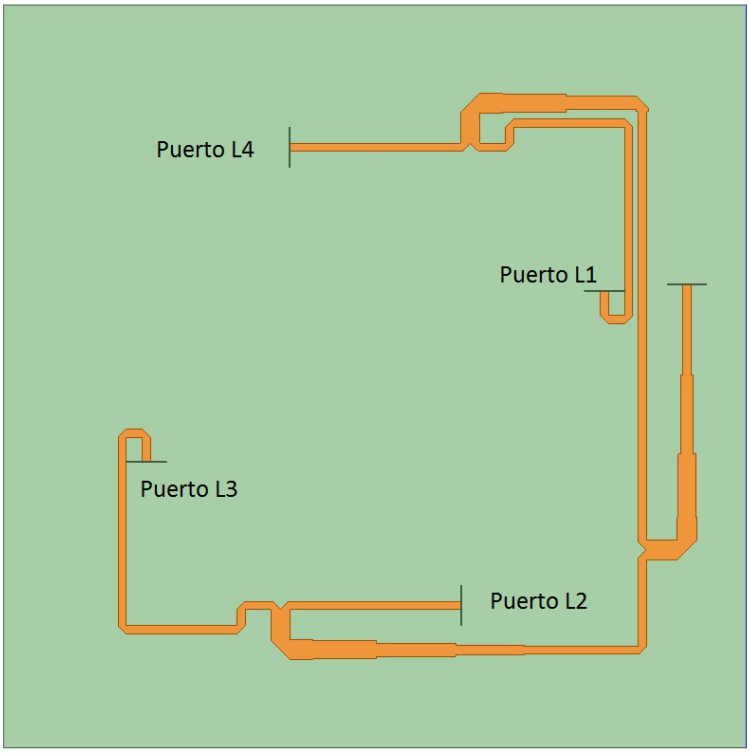


Figura VII.25 Alimentación 1x4 con adaptador binomial de 3 secciones y chamfer en los divisores T.

Si bien los parámetros S mejoran con respecto al adaptador λ/4 simple, estos son peores que los conseguidos mediante el adaptador binomial de 2 secciones. En la *Figura VII.26*, se puede observar que las pérdidas de retorno son inferiores a -29 dB en toda la banda, obteniéndose el mejor valor de -41 dB en 7.65 GHz. La división de potencia se hace equitativamente entre las 4 salidas de la alimentación, con una variación máxima de 0.21 dB.

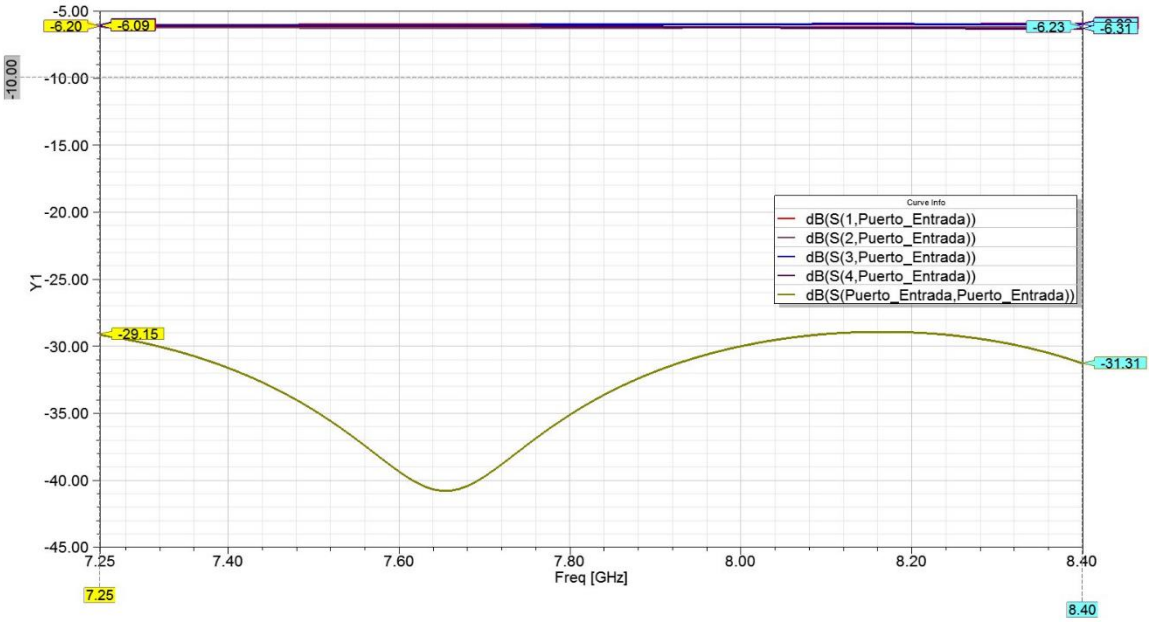


Figura VII.26 Parámetros S de la alimentación 1x4 con adaptador binomial de 3 secciones y chamfer en los divisores T.

En cuanto a las fases en los puertos de salida, se consigue que la diferencia entre los puertos L1-L4, L2-L1, L3-L2 y L4-L3 sea aproximadamente 90º a la frecuencia central.

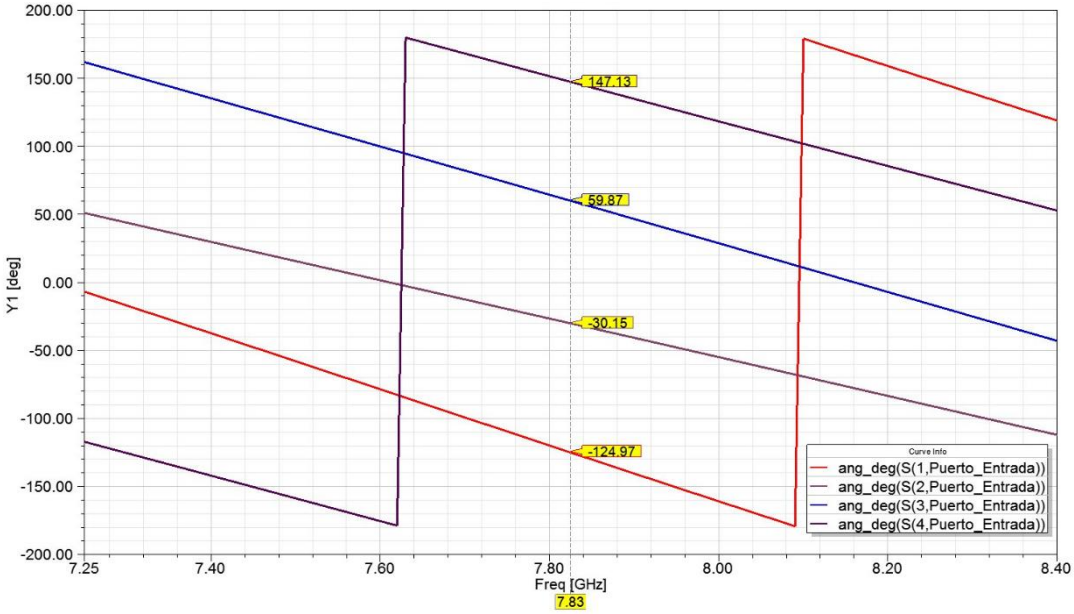


Figura VII.27 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 con adaptador binomial de 3 secciones y chamfer en los divisores T.

Que el adaptador binomial de 3 secciones posea una peor respuesta en frecuencia respecto al de 2 secciones, puede deberse a que no se ha podido optimizar la longitud de la segunda sección en la que se ha introducido un giro de 90º debido a la disposición de las líneas.

VII.4.2.6 Elección de la mejor opción e implementación al array 2x2

Además de las opciones anteriormente expuestas, se han realizado diseños con diferentes combinaciones de adaptadores binomiales de 2 y 3 secciones, obteniendo los mejores resultados la mostrada en el *Apartado VI.4.2.4*, en la cual se utilizan adaptadores binomiales de 2 secciones en todos los divisores de potencia T.

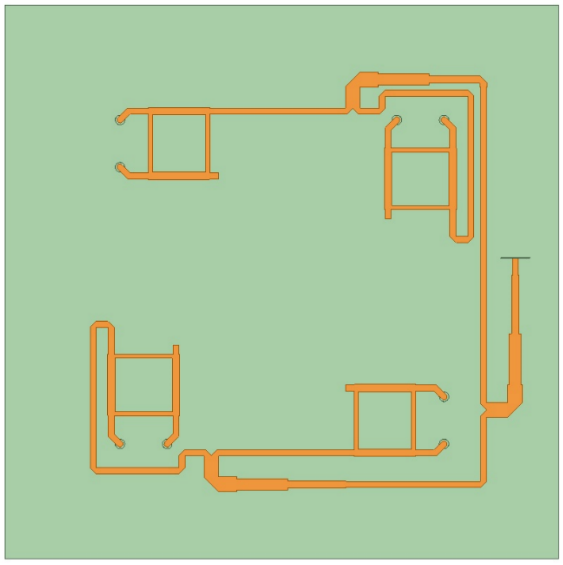


Figura VII.28 Alimentación polarización a izquierdas del array 2x2 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

Una vez finalizada la alimentación *Left*, que consigue polarización circular a izquierdas, se une a la alimentación *Right* [10], que consigue polarización circular a derechas tal y como se muestra en la Figura VII.29. Los puertos se han denominado según la polarización que generan.

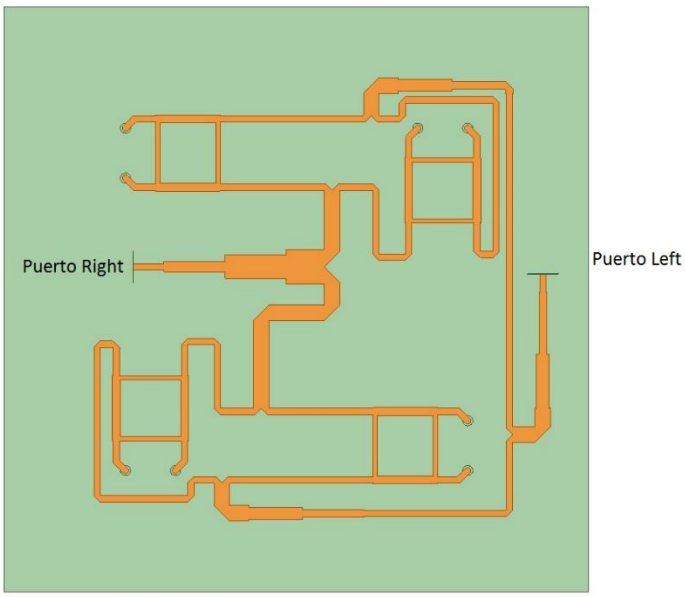


Figura VII.29 Alimentación total del array 2x2 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

VII.4.3 Resultados del array 2x2 completo

En la *Figura VII.*30 se muestra el array 2x2 una vez ya alimentado. Sus dimensiones son 61.34x61.34x6.591 mm. Una vez realizada la totalidad de la alimentación se pasa a discutir los resultados obtenidos.

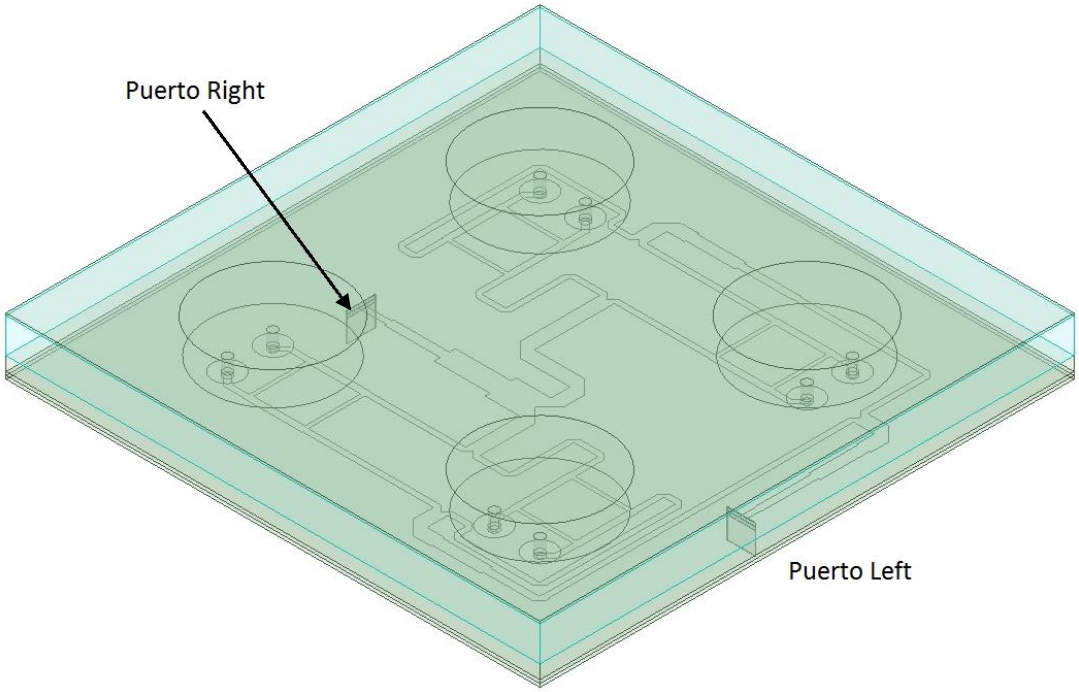


Figura VII.30 Array 2x2.

En la *Figura VII.31,* se pueden observar los parámetros S de la agrupación de antenas 2x2. Las pérdidas de retorno *Left* se mantienen por debajo de -24 dB en todo el ancho debanda, y las del puerto *Right* por debajo de -32 dB. El acoplo entre puertos es inferior a -19 dB, teniendo un mínimo de -29.15 dB en la frecuencia de 8.25 GHz. En general, los parámetros conseguidos en tecnología stripline son mejores que los conseguidos en microstrip en cuanto a requisitos de diseño (*Figura VI.67)*.

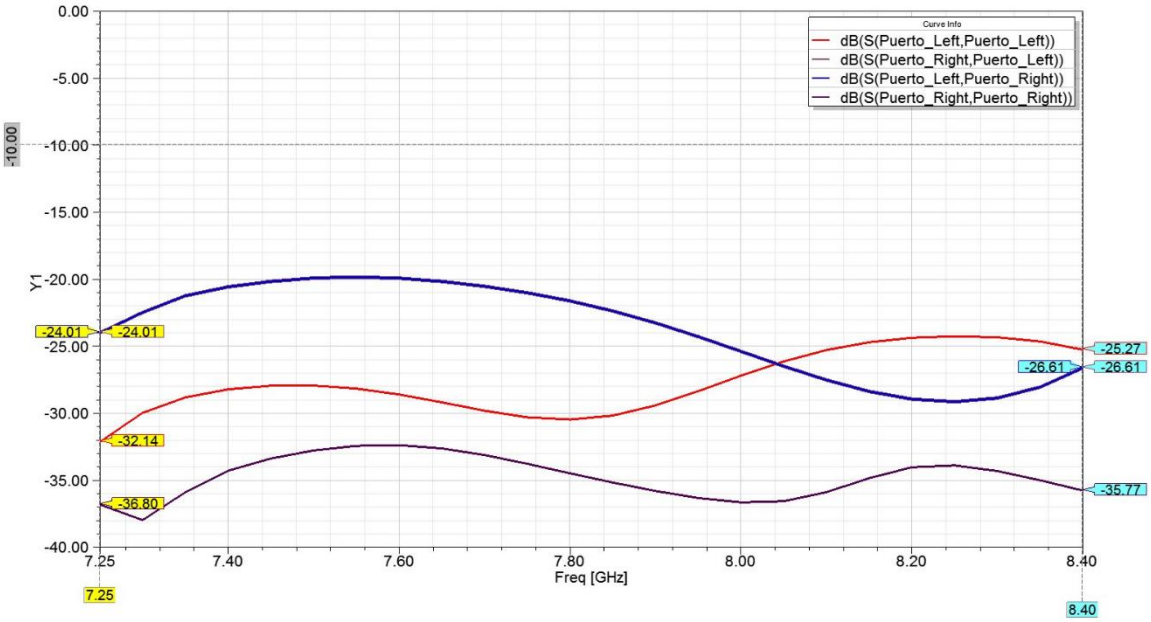


Figura VII.31 Parámetros S array 2x2.

En la *Figura VII.32* y *Figura VII.33*, se muestran los Axial Ratio según el puerto que se está alimentando. Mediante la rotación secuencial se han conseguido reducir los valores de AR del módulo unidad (*Figura VII.7*) con un máximo de 1.29 dB a los aquí representados.

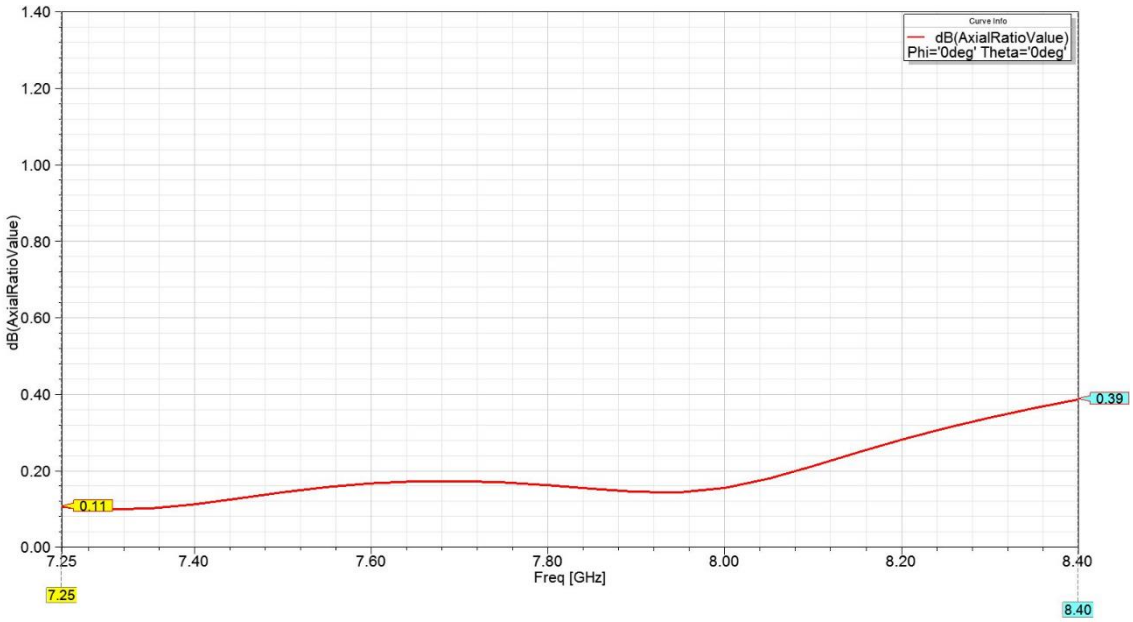


Figura VII.32 Axial Ratio del array 2x2 cuando se polariza circularmente a izquierdas.

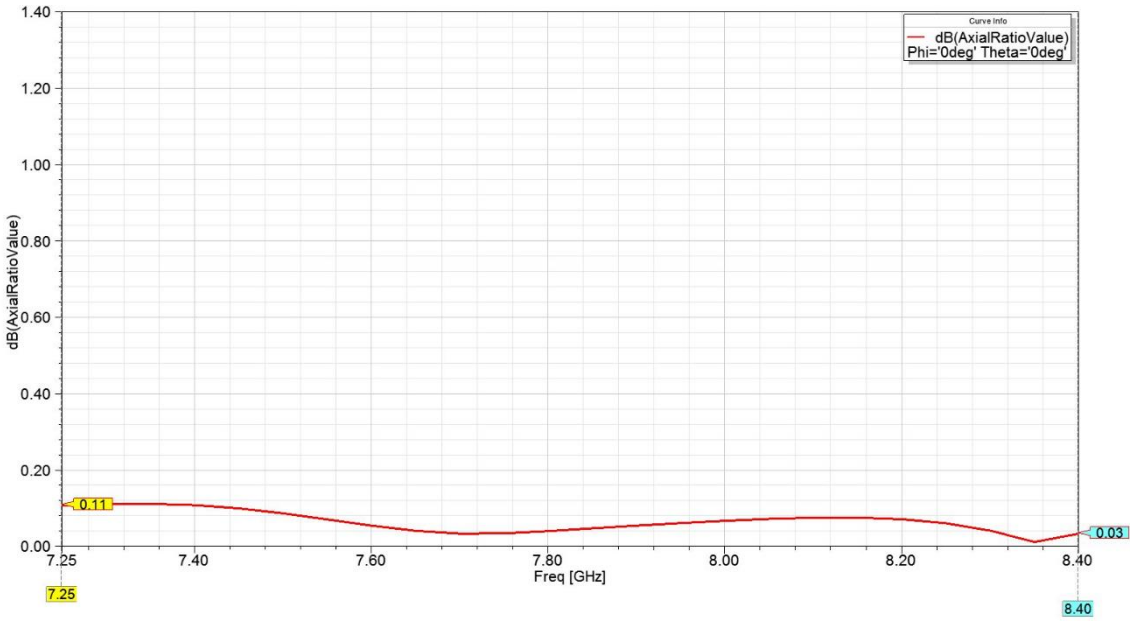


Figura VII.33 Axial Ratio del array 2x2 cuando se polariza circularmente a derechas.

La relación axial en el caso RHCP obtiene mejores resultados, esto puede deberse a que la polarización a izquierdas tiene mayores longitudes de línea, un mayor número de giros y se utilizan tres adaptadores de impedancias.

En cuanto a la directividad y a la ganancia, se obtienen valores semejantes en ambas polarizaciones, siendo mejores en el caso de la polarización circular a izquierdas que alcanza un máximo de directividad de 13.78 dBi. Los valores de directividad obtenidos son similares a los calculados aplicando el factor de array al módulo unidad, *Tabla VII.8,* que estimaba una directividad mínima de 13.44 dBi.

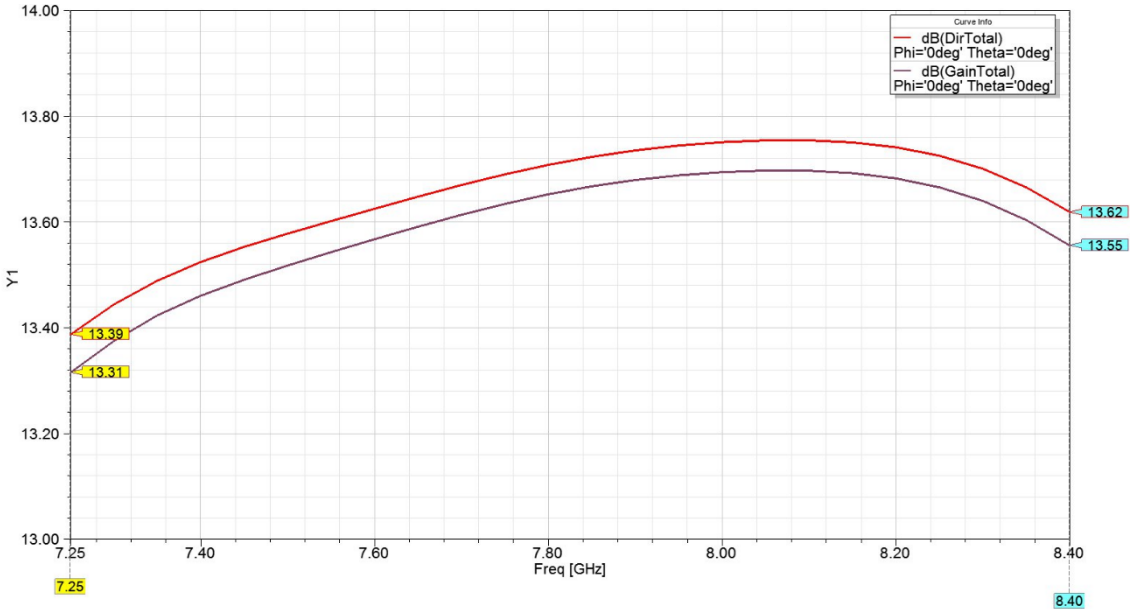


Figura VII.34 Directividad y ganancia del array 2x2, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

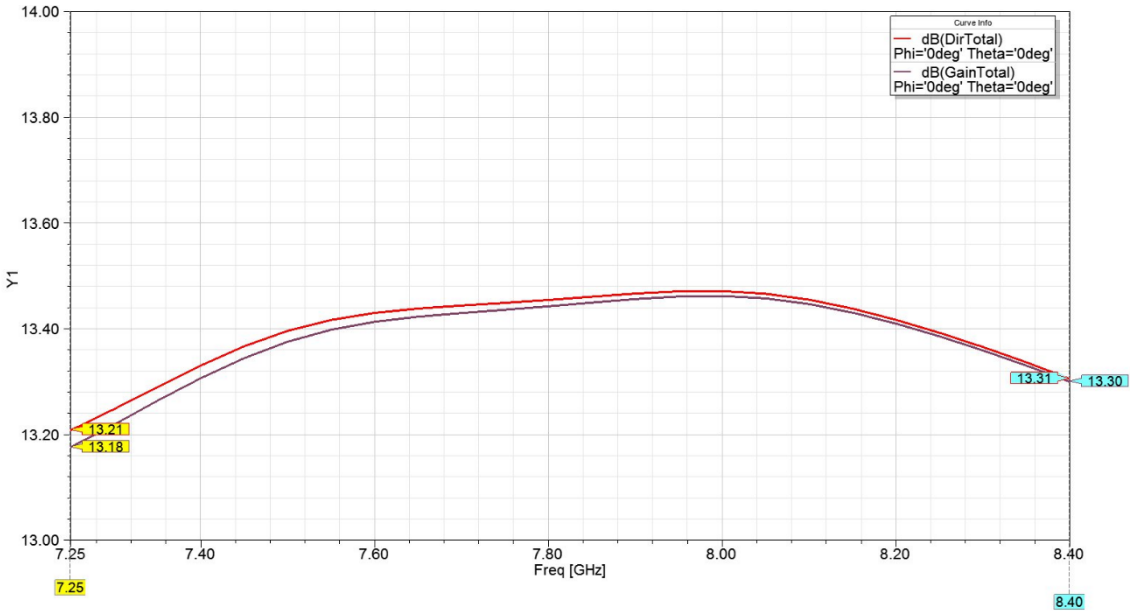


Figura VII.35 Directividad y ganancia del array 2x2, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VII.36* y *Figura VII.37* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz. La relación NPLS es superior a 13.4 dB para ambos sentidos de polarización circular.

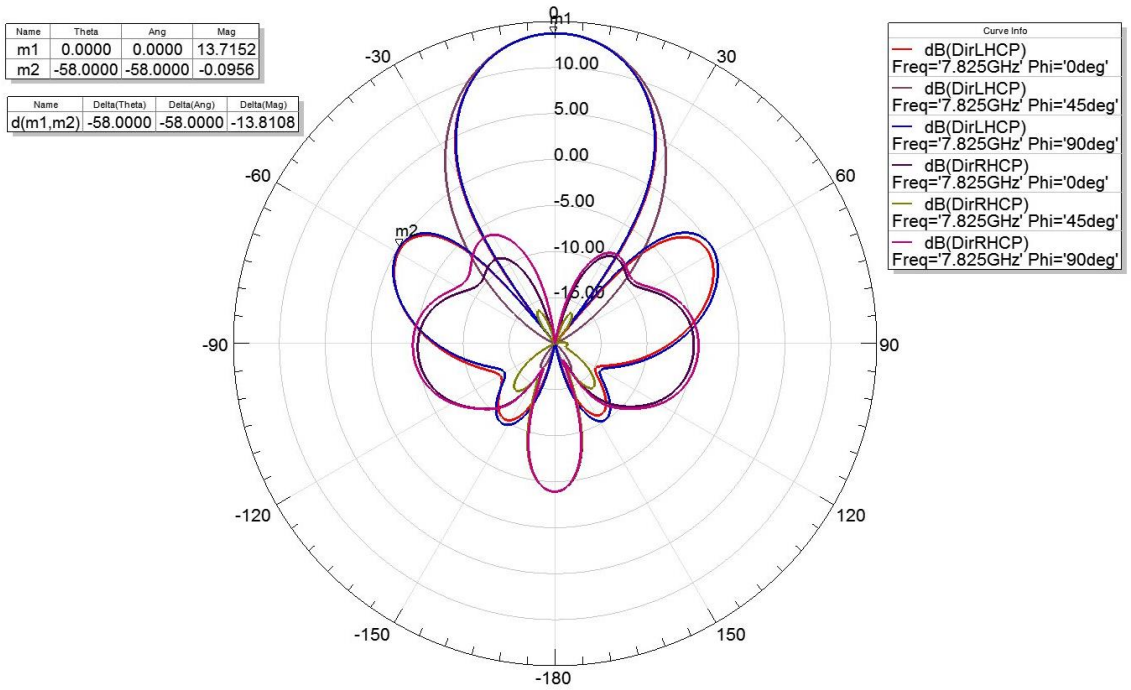


Figura VII.36 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 2x2 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

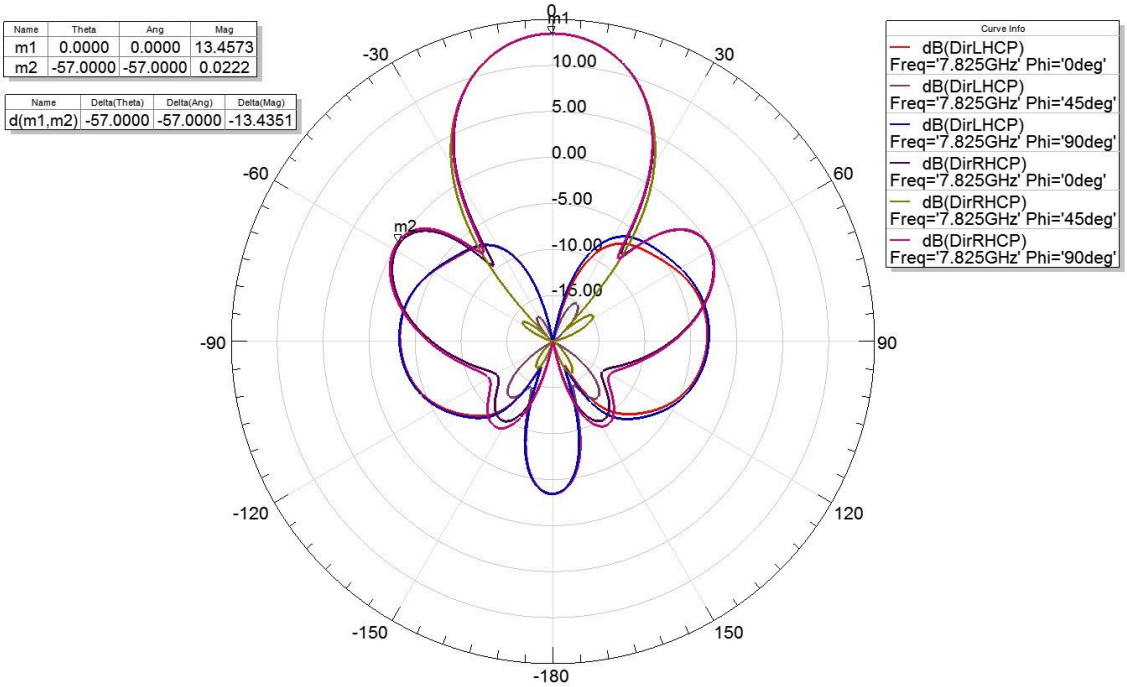


Figura VII.37 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 2x2 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

VII.4.4 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 2x2

Como se quiere replicar el array 2x2, se va a aplicar un factor de array mediante la herramienta *Antenna Array Setup* del software *ANSYS HFSS* para comprobar la directividad máxima alcanzable y si se obtienen los mismos resultados que utilizando el módulo unidad.

	Polarización	
Dimensión	**Izquierdas**	**Derechas**
2x2	13.39	13.21
4x4	19.41	19.23
6x6	22.93	22.75
8x8	25.43	25.25
10x10	27.37	27.19
12x12	28.95	28.77

Tabla VII.14 Mínimos de directividad en dBi, según la polarización, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones.

VII.5 Agrupación 4x4

Una vez finalizado el array 2x2, se pasa a realizar una agrupación 4x4 de módulos unidad, lo que significa realizar una agrupación 2x2 de arrays 2x2, tal y como se muestra en la *Figura VII.38*.

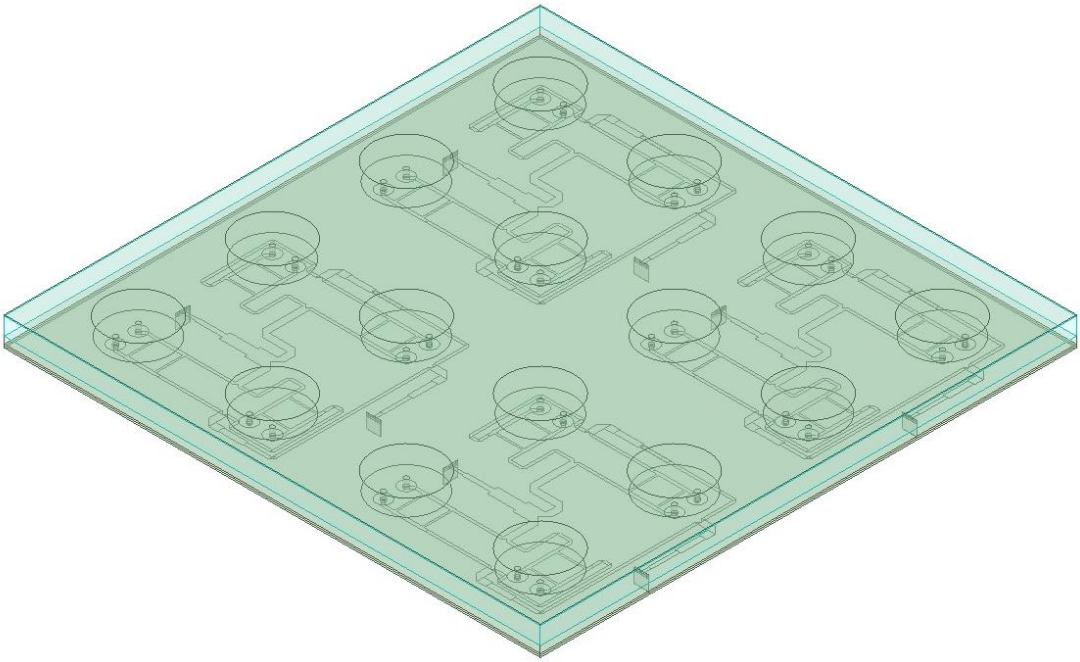


Figura VII.38 Array 4x4.

VII.5.1 Alimentación polarización circular a izquierdas array 4x4

Para la realización de la alimentación del array 4x4 se procederá de forma similar a la del array 2x2. En la *Figura VII.39* se pueden observar los puertos que generan polarización circular a izquierdas que hay que conectar.

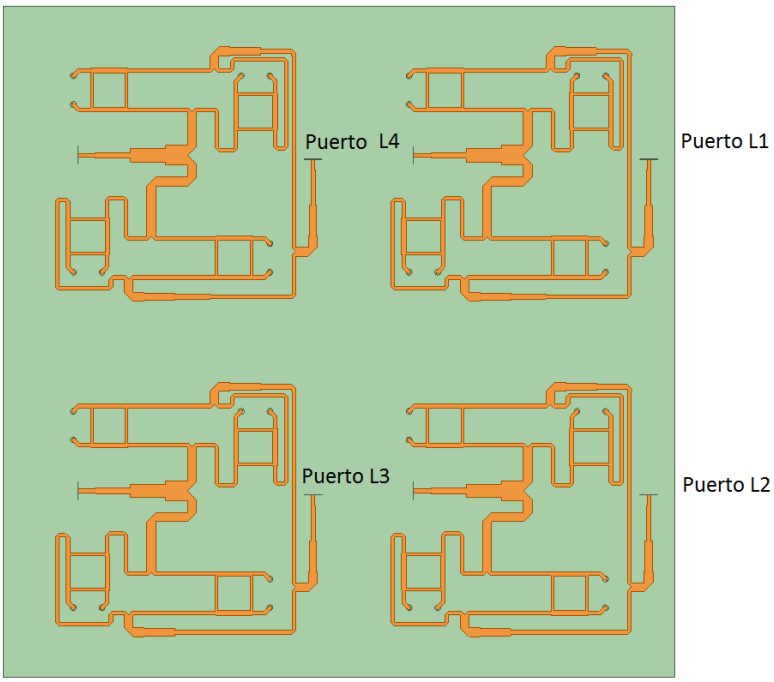


Figura VII.39 Array 4x4 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

La alimentación *Right* estará situada en la parte superior (si se mira el array 4x4 desde abajo), y la *Left* en la parte inferior. Se diseñará un divisor de potencia 1x4 que consiga que la magnitud se divida a partes iguales y que la fase sea la misma en los puertos de entrada *Left* del array 2x2.

Para facilitar la conexión del divisor de potencia 1x4 y evitar giros innecesarios, los puertos L4 y L1 se han girado 180º para que estén dispuestos hacia abajo, tal y como se observa en la *Figura VII.40.*

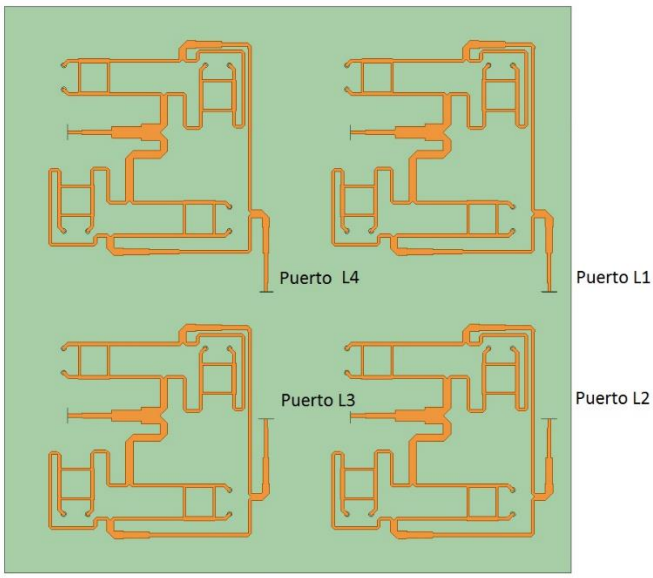


Figura VII.40 Array 4x4 visto desde abajo con L4 y L1 girados 180º, sustrato inferior transparente.

Se ha planteado una alimentación 1x4 con adaptadores binomiales de 3 etapas tal y como se muestra en la *Figura VII.41.*

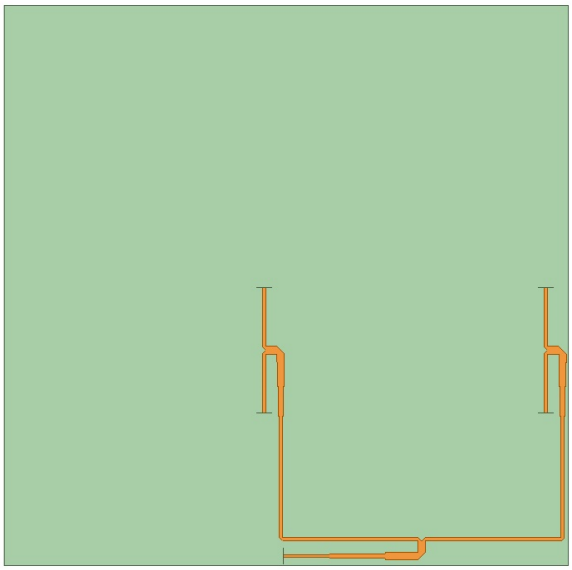


Figura VII.41 Alimentación 1x4 del array 4x4, con el sustrato inferior transparente.

Los divisores T, están situados en el punto medio de las líneas de transmisión, de tal forma que exista la misma longitud desde el puerto de entrada hasta todos los puertos de salida, consiguiendo así que las fases lleguen con la misma magnitud y fase.

Las anchuras y longitudes de las secciones del adaptador binomial han sido ya calculadas en el *Apartado VII.4.2.5*, y se resumen en la *Tabla VII.15*.

Parámetro	Valor
w_45	0.75 mm
l_adaptador45	5.65 mm
w_35	1.06 mm
l_adaptador35	6.53 mm
w_27	1.48 mm
l_adaptador27	5.25 mm

Tabla VII.15 Parámetros del adaptador binomial de 3 etapas.

Las pérdidas de retorno de la alimentación 1x4 se mantienen por debajo de -28 dB en toda la banda de operación. La división de potencia entre los puertos de salida se realiza correctamente con una desviación máxima de 0.04 dB. Si se comparan los parámetros obtenidos por este divisor de potencia 1x4 con realizado en tecnología microstrip (*Figura VI.78),* se puede observar una clara mejoría tanto en la división de potencia como en las pérdidas de retorno, las cuales se han conseguido reducir de un máximo de -14.45 dB, en tecnología microstrip, a un máximo de -28.7 dB.

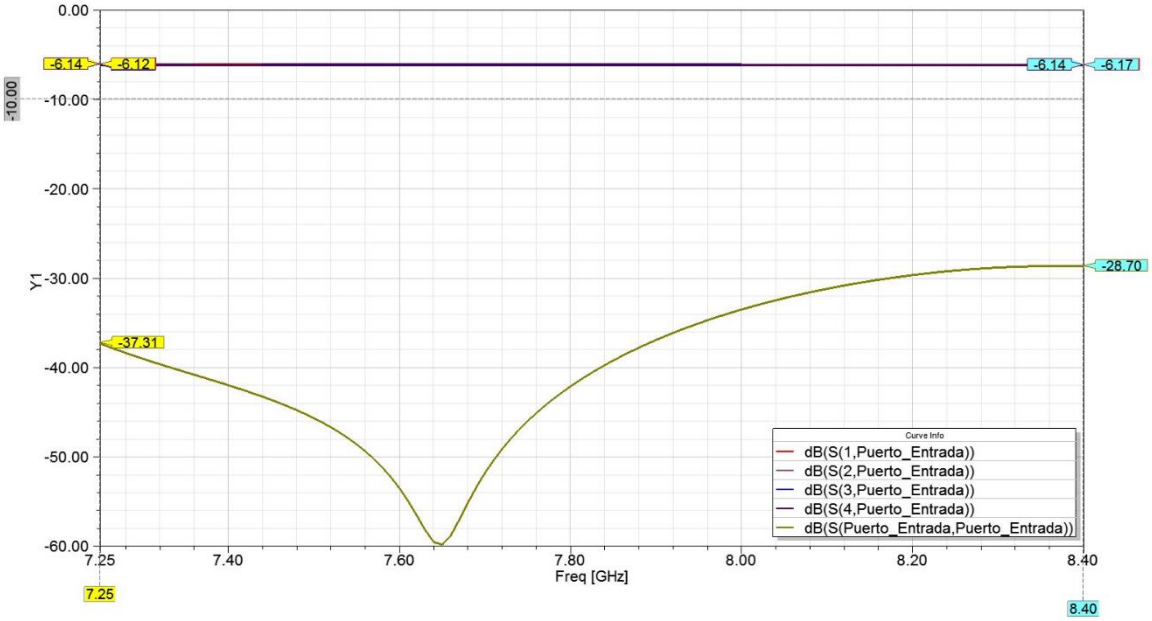


Figura VII.42 Parametros S de la alimentación 1x4 del array 4x4.

Tal y como se muestra en la *Figura VII.43*, las fases en los puertos de salida con respecto al puerto de entrada mantienen la misma pendiente, lo que significa que llegan aproximadamente con la misma fase, con una desviación máxima de 1º.

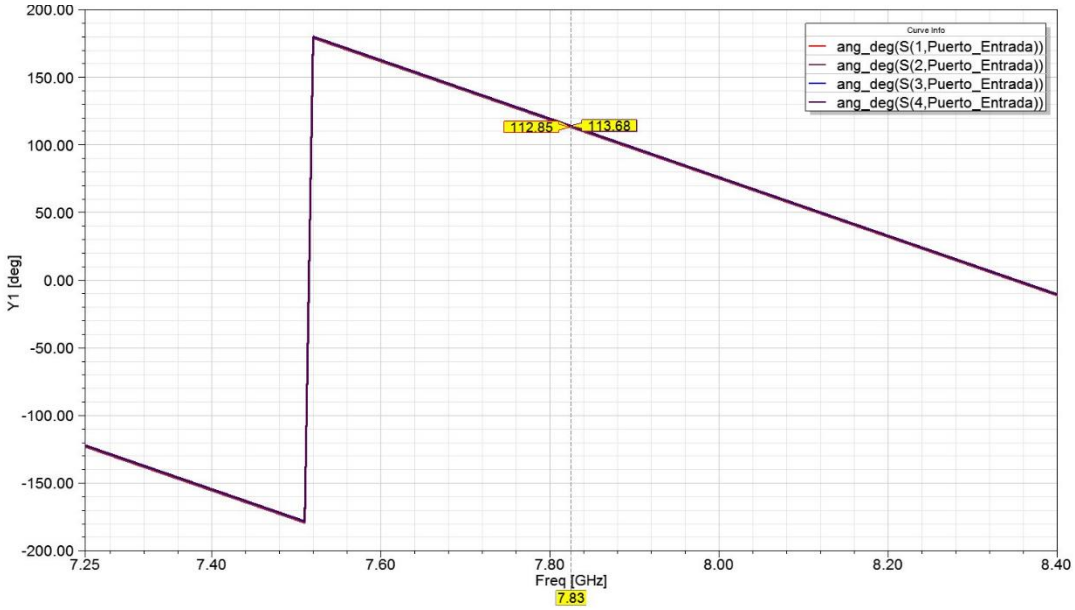


Figura VII.43 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 del array 4x4.

Una vez se tiene diseñada la alimentación que genera polarización circular a izquierdas, se introduce en el array 4x4 junto a la alimentación que genera polarización a derechas [10].

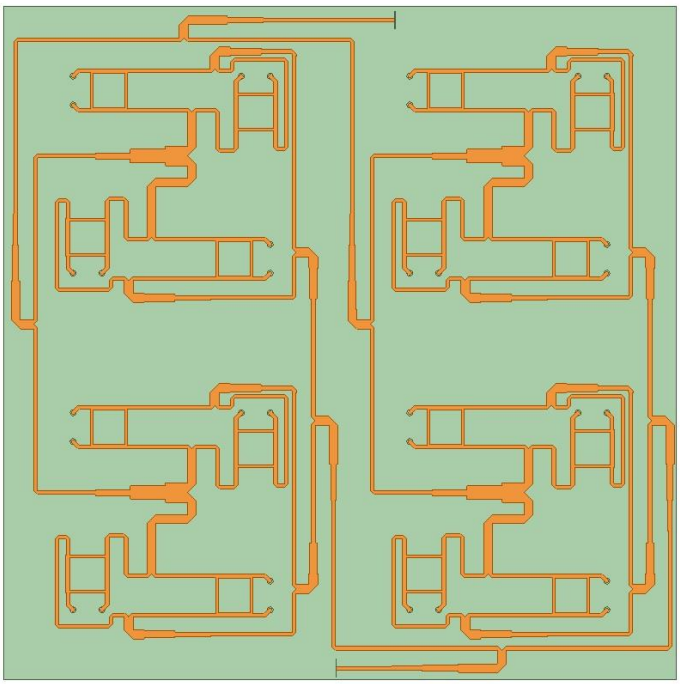


Figura VII.44 Alimentación total del array 4x4 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

VII.5.2 Resultados del array 4x4 completo

En la *Figura VII.45* se muestra el array 4x4 una vez ya alimentado. Sus dimensiones son 122.68x122.68x6.591 mm. Una vez realizada la totalidad de la alimentación se pasa a discutir los resultados obtenidos.

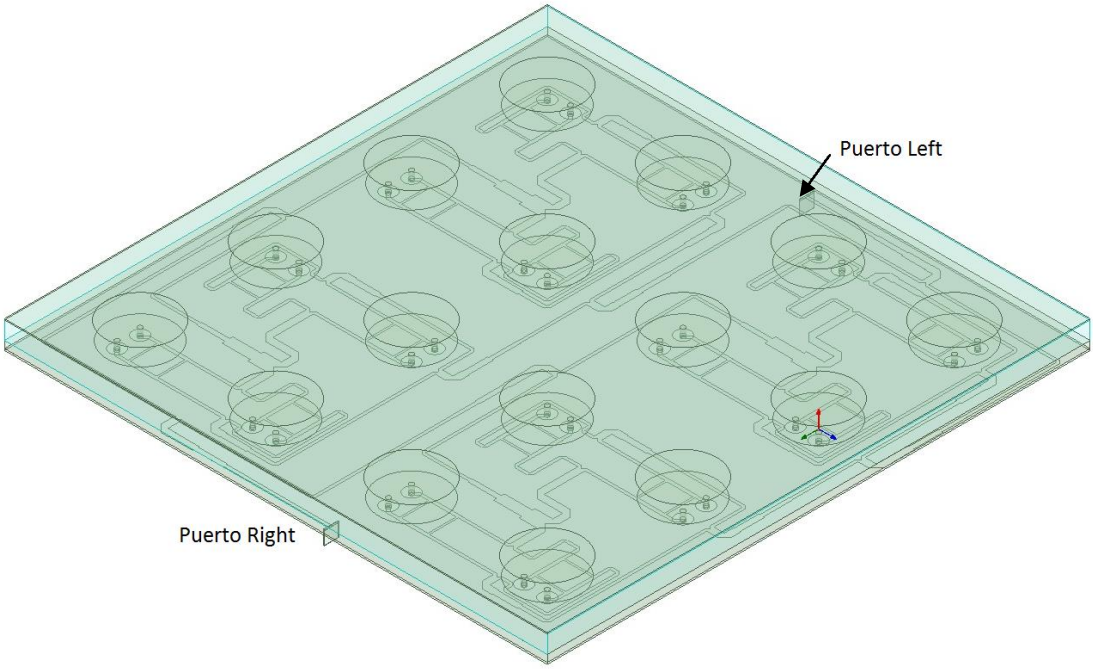


Figura VII.45 Array 4x4 con alimentación implementada.

Los parámetros S del array 4x4 una vez alimentado se muestran en la *Figura VII.46.* Como se puede observar, se han conseguido buenos parámetros S_{11} en ambos puertos, *Left y Right*, de manera que éstos están por debajo de -22 dB en toda la banda. Sin embargo, el parámetro de acoplo entre puertos S_{21} y/o S_{12}, si bien es aceptable para los requerimientos del diseño, es elevado, estando su máximo en -14.4 dB.

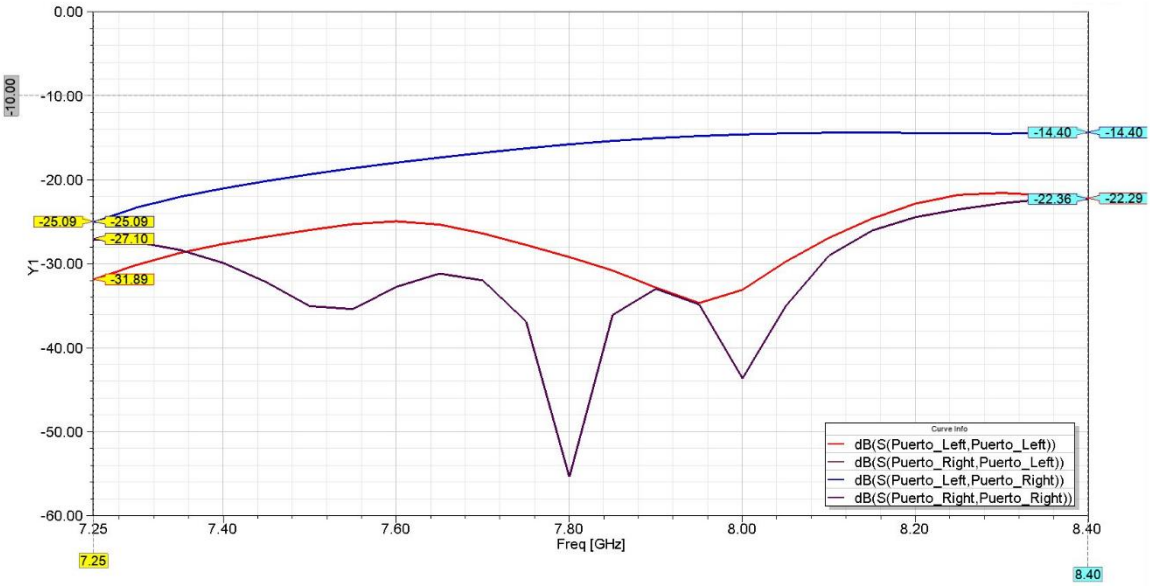


Figura VII.46 Parámetros S array 4x4.

En la *Figura VII.47* y *Figura VII.48* se pueden observar los Axial Ratio según el sentido de la polarización circular. Las especificaciones típicas de los dispositivos *manpack* requerían que el AR no superase los 1.4 dB en la banda de frecuencias de funcionamiento (7.25-8.4 GHz), lo cual se cumple para ambos sentidos de polarización circular.

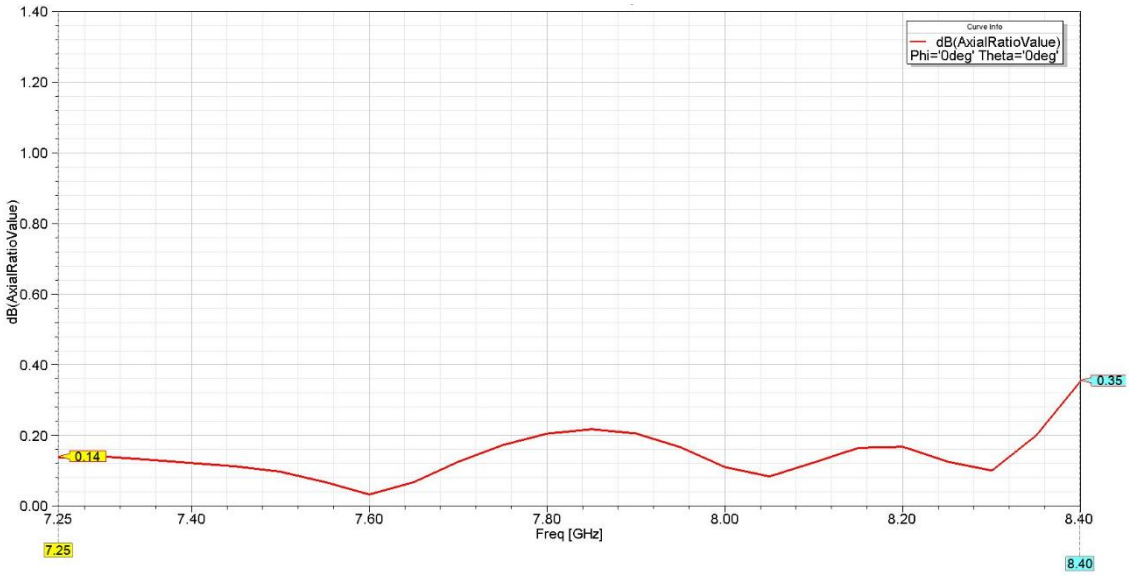


Figura VII.47 Axial Ratio del array 4x4 cuando se polariza circularmente a izquierdas.

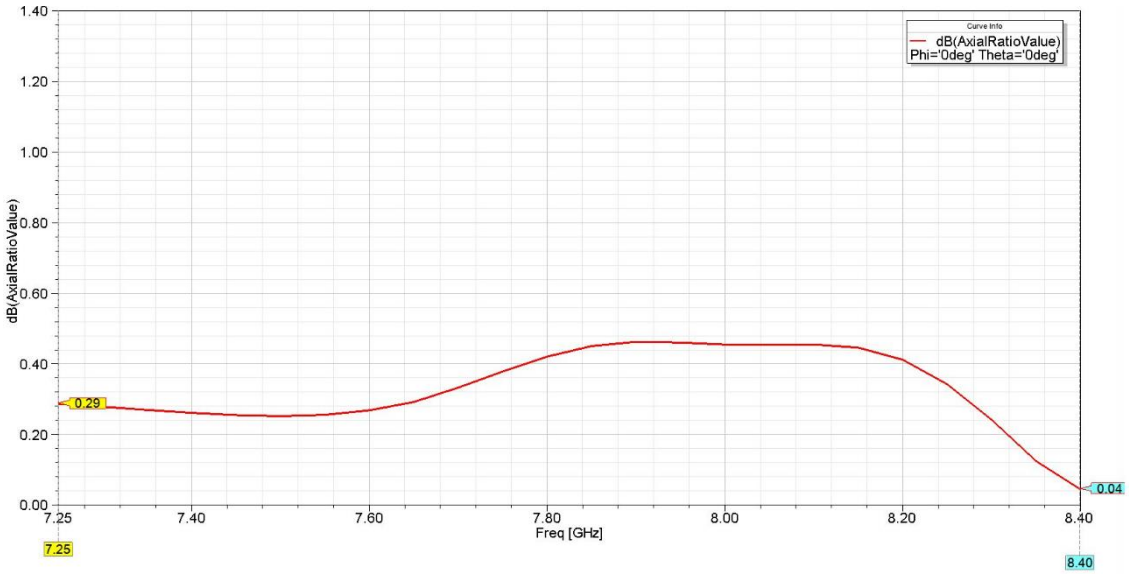


Figura VII.48 Axial Ratio del array 4x4 cuando se polariza circularmente a derechas.

En cuanto a la directividad, los valores son similares en ambos sentidos de polarización, siendo ligeramente superiores en la polarización circular a izquierdas, que alcanza un valor máximo de 20.38 dBi. La ganancia mantiene la misma pendiente que la directividad, pero es del orden de 0.2 dB menor.

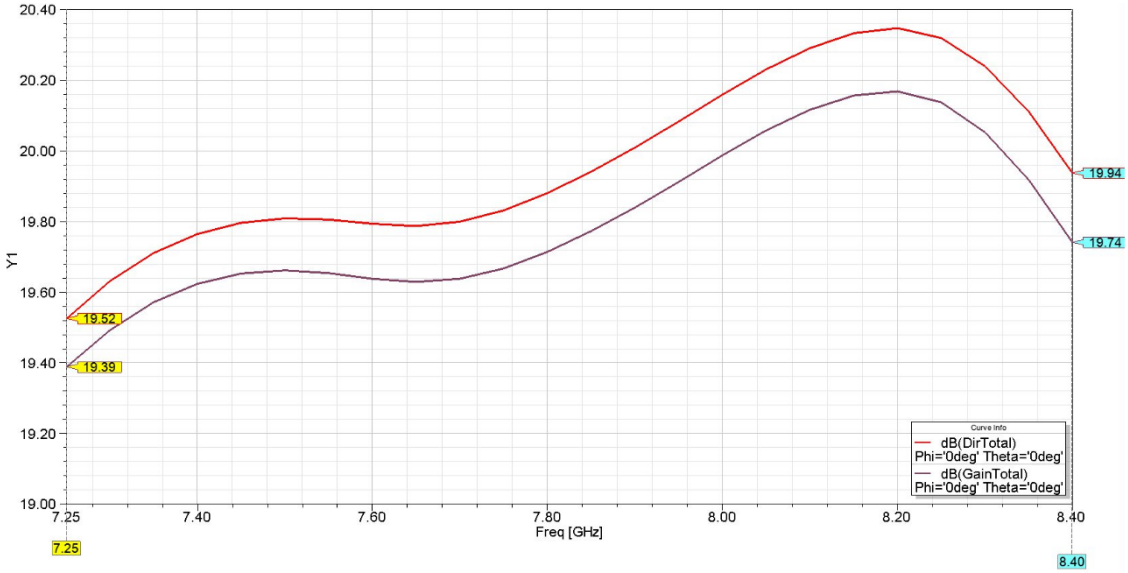


Figura VII.49 Directividad y ganancia del array 4x4, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

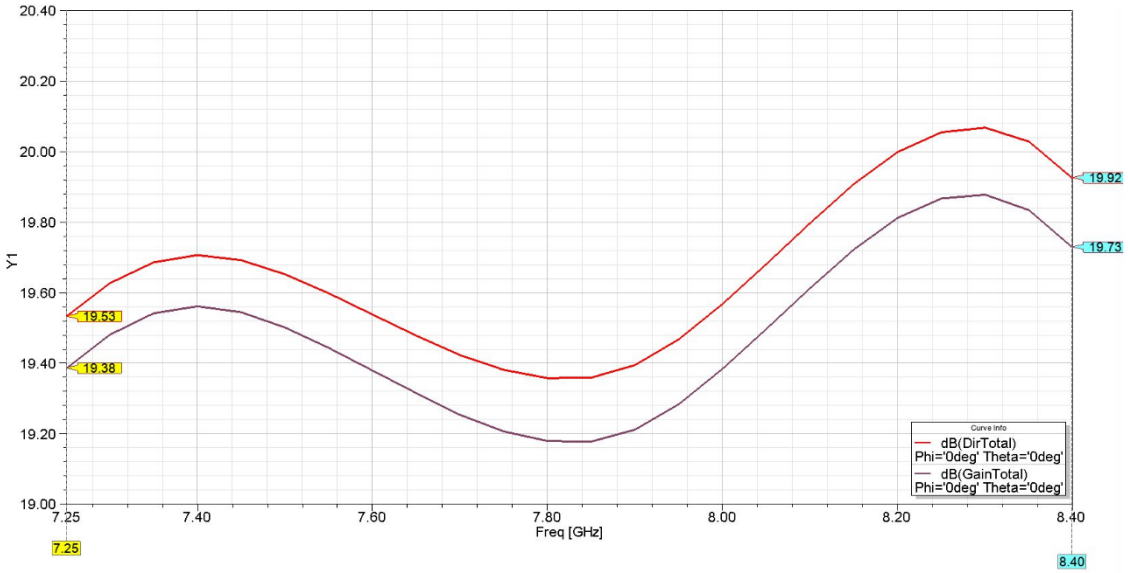


Figura VII.50 Directividad y ganancia del array 4x4, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VII.51* y *Figura VII.52* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz en diferentes cortes de ϕ. Si se comparan dichas figuras con las de la agrupación de dimensiones 2x2, se puede observar que cuanto mayor es el número de elementos de la agrupación más se estrecha el lóbulo principal de radiación. La relación NPLS es superior a 12.3 dB para el corte $\phi = 0^{\text{o}}$ en ambos sentidos de rotación de la polarización circular.

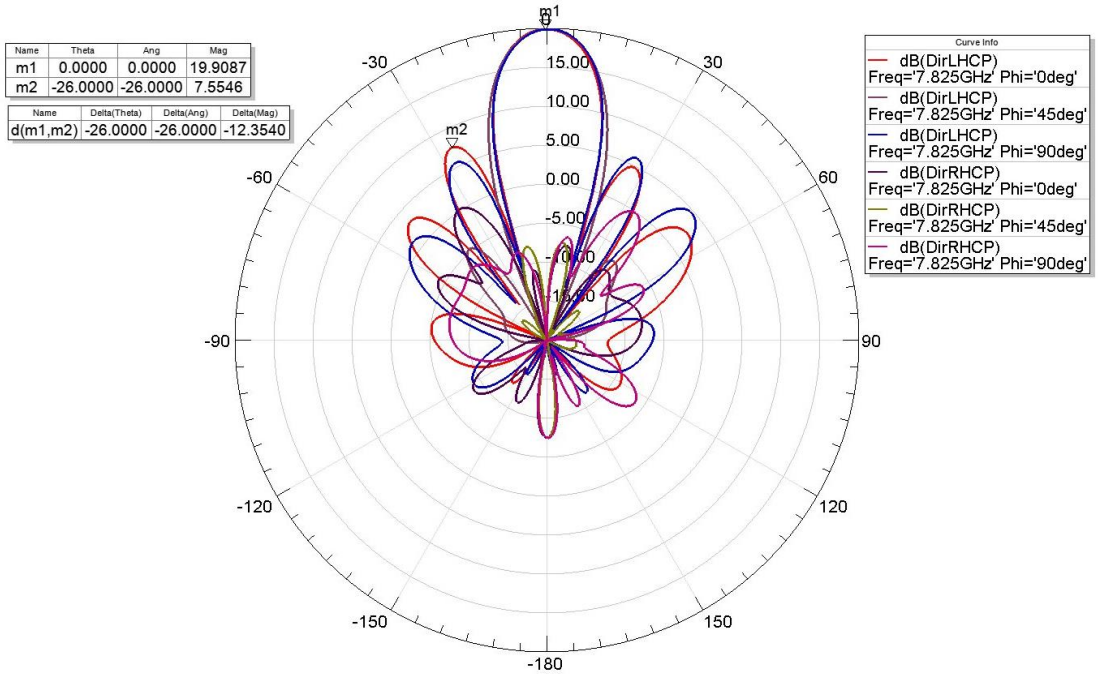


Figura VII.51 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

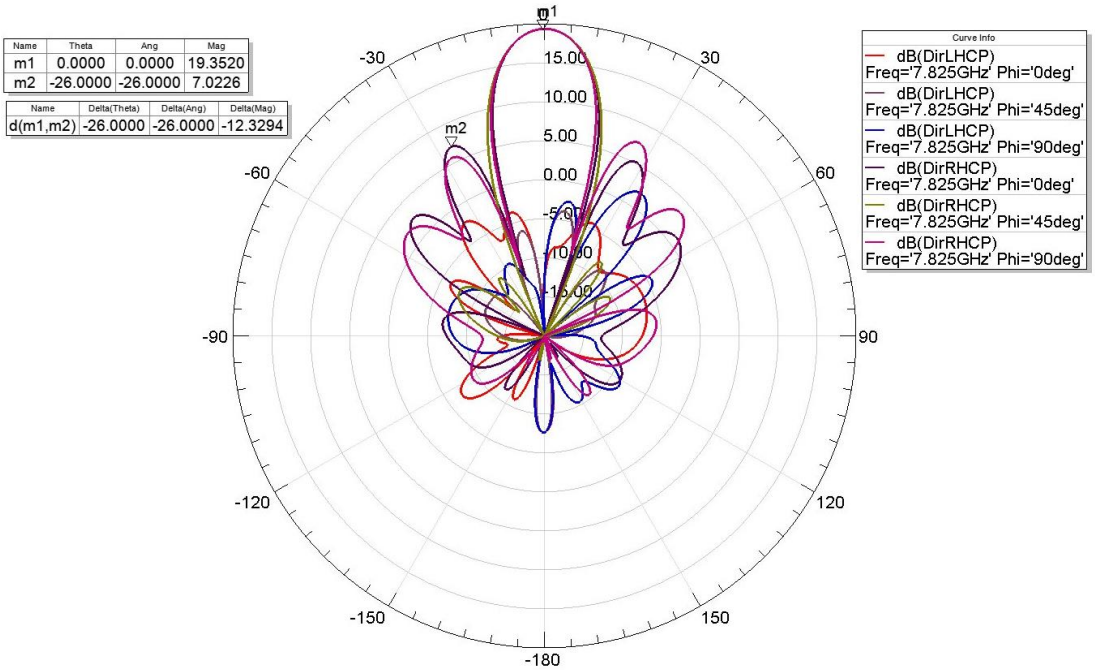


Figura VII.52 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 4x4 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

En la *Figura VII.53* y *Figura VII.53* se pueden observar las directividades totales, representadas en coordenadas polares 3D, del array 4x4 según el sentido de polarización circular.

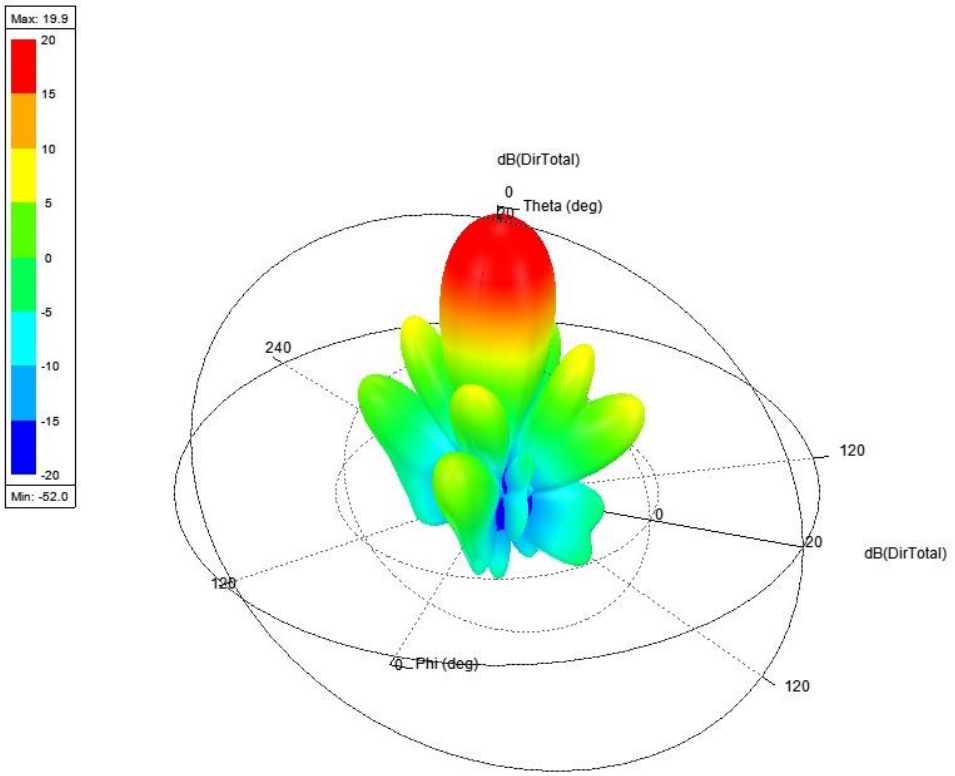


Figura VII.53 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 4x4 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

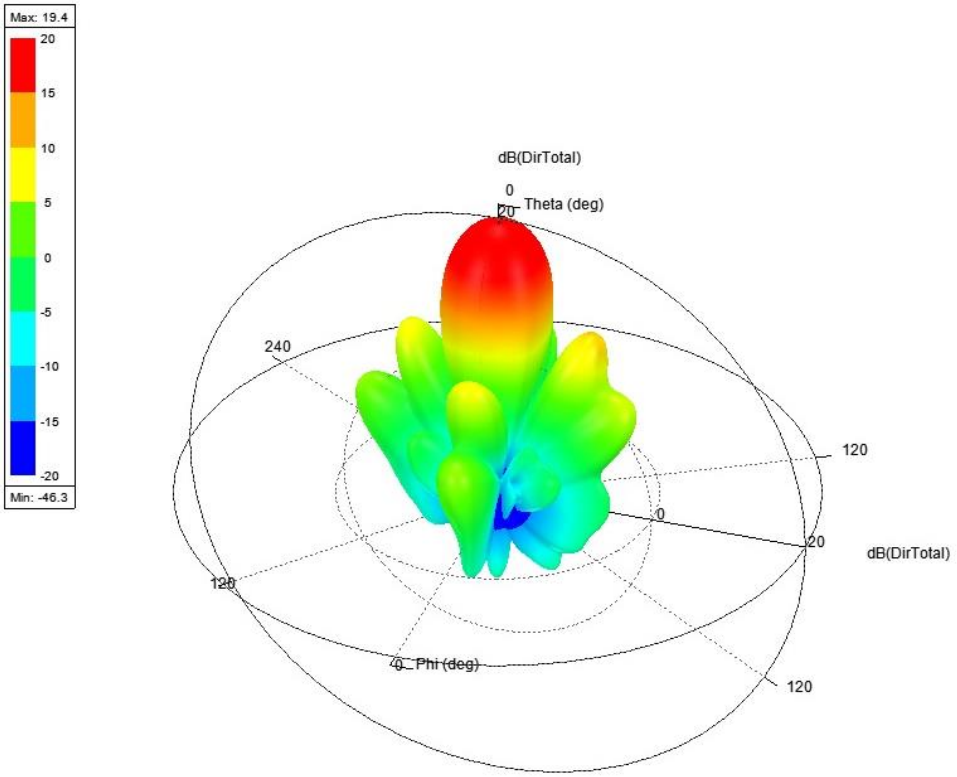


Figura VII.54 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 4x4 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

VII.5.3 Aplicando Factor de array a la agrupación de antenas 4x4

Se realiza una simulación aplicando un factor de array a dicha agrupación 4x4 para comprobar que valores de directividad se podrían conseguir, y estudiar así la viabilidad del diseño stripline.

	Polarización	
Dimensión	**Izquierdas**	**Derechas**
4x4	19.52	19.53
8x8	25.54	25.55
12x12	29.07	29.07

Tabla VII.16 Mínimos de directividad en dBi, según la polarización, en agrupaciones de antenas de diferentes dimensiones.

VII.6 Modelo Final

Una vez se tiene la agrupación de antenas 4x4, formada por 16 módulos unidad, se plantea replicar dicho array para obtener así el diseño final. La configuración final podría tomar forma, por ejemplo, de 8x8 o 12x12. Tras la elección de las dimensiones se plantea como alimentar todos los arrays 4x4 que forman el conjunto.

VII.6.1 Planteamiento de la alimentación a los módulos 4x4

El espacio en la capa inferior ya ha sido ocupado por la alimentación de los arrays 4x4, por lo que se añade una nueva capa para la red de alimentación hacia los módulos 4x4, la conexión entre ellas se realiza mediante vías metálicas.

Por lo tanto se propone el modelo de transición stripline a stripline mostrado en la *Figura VII.55* y *Figura VII.56*, en el cual los grosores de los sustratos son de $h = 0.381\ mm$ para aprovechar los cálculos de líneas ya realizados.

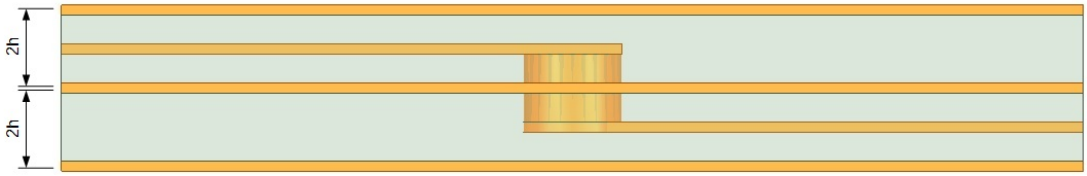


Figura VII.55 Perfil transición stripline a stripline.

Los valores de radio de la vía metálica y del radio de la perforación en la masa que mejores valores obtienen se muestran en la *Tabla VII.17.*

Parámetro	Valor
r_pin_metálico	0.48 mm
r_perf_masa	1.04 mm

Tabla VII.17 Parámetros de la transición stripline a stripline.

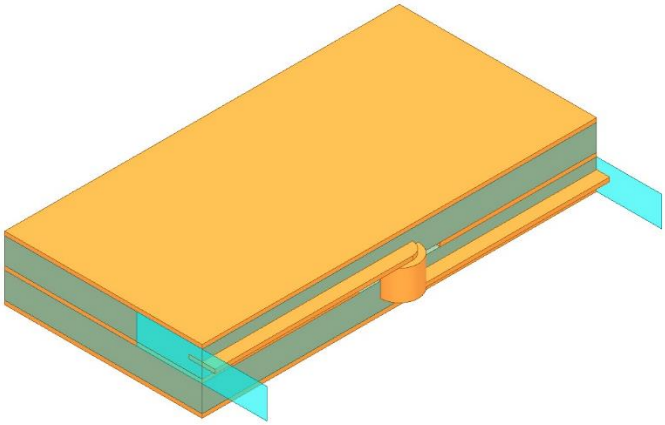


Figura VII.56 Corte transversal transición stripline a stripline.

En la *Figura VII.57* se pueden observar los parámetros S de la transición stripline a stripline. Las pérdidas de inserción son mínimas, del orden de 0.01 dB, y las pérdidas de retorno están por debajo de los -39 dB. Lo cual hace viable la alimentación añadiendo nueva capa inferior.

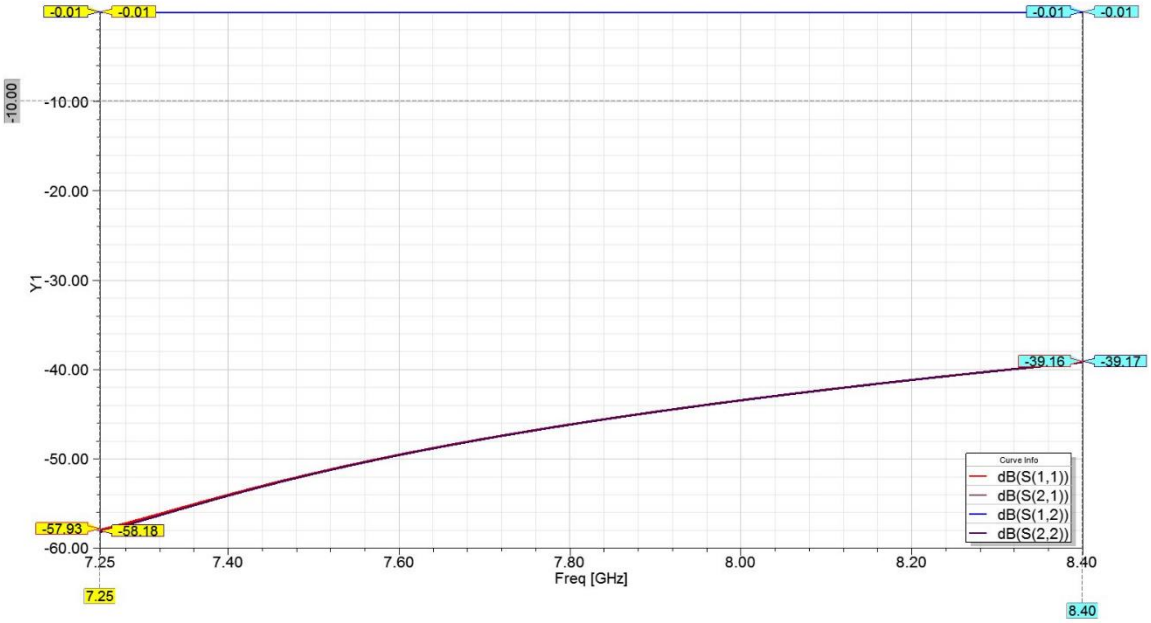


Figura VII.57 Parámetros S de la transición stripline a stripline.

Si se comparan estos resultados con los obtenidos por las transiciones de microstrip a microstrip y microstrip a stripline separadas por aire del *Apartado VI.6.1,* necesarias en el apartado microstrip para realizar la alimentación de los arrays 4x4, se puede observar una clara mejoría.

Además, no solo la transición stripline a stripline posee mejores parámetros S, también es más robusta, ya que no hay ninguna capa de aire/*foam* intermedia, y es inmune a las interferencias externas, ya que las líneas están de transmisión contenidas entre dos planos de masa.

VII.6.2 Array 8x8

Una vez definida la forma en la que se van a la alimentar los diferentes arrays 4x4 que formen la agrupación de antenas, se pasa a diseñar un modelo de dimensiones 8x8 módulos unidad.

VII.6.2.1 Diseño de la alimentación 8x8

Para la alimentación del array 8x8 se introduce una nueva capa en la parte inferior de la estructura cuya conexión a las alimentaciones de los arrays 4x4 se realiza mediante vías metálicas, tal y como se muestra en la *Figura VII.58.*

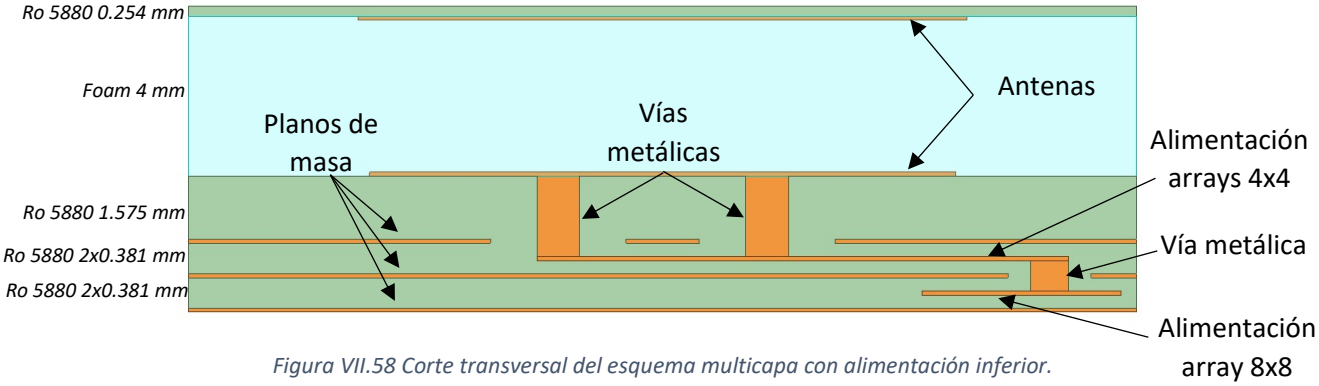


Figura VII.58 Corte transversal del esquema multicapa con alimentación inferior.

Dicha capa inferior está formada por dos sustratos Rogers 5880 de $h = 0.381mm$ y de dimensiones iguales al array 8x8, es decir, 245.37x245.37 mm. Una vez definido el tamaño de la capa inferior se pasa a diseñar la red de alimentación.

Al replicar el array 4x4 en una configuración 2x2 se obtiene un array 8x8, cuya capa inferior de alimentación se puede observar en la *Figura VII.59.* Los círculos rojos indican la posición de los puertos *Right* de cada array 4x4, y los azules la de los puertos *Left.*

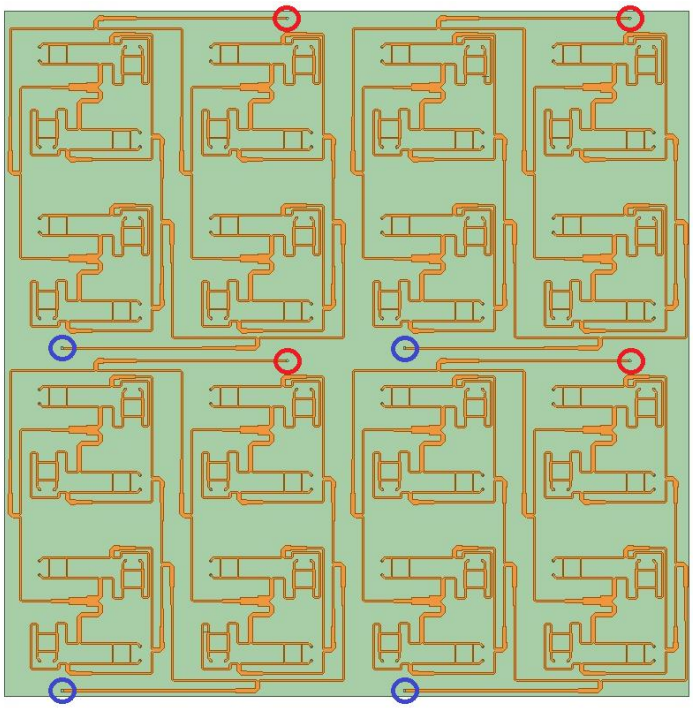


Figura VII.59 Array 8X8 visto desde abajo, con el sustrato inferior transparente.

Una vez se han fijado la posición de los puertos, se introducen las transiciones correspondientes para comunicar la capa en la que se encuentra la alimentación de los arrays 4x4 con la nueva alimentación a diseñar. Los valores de la transición están reflejados en la *Tabla VII.17*.

A continuación, se plantea una red de alimentación 1x4 que una todos los puertos *Left*, y por simetría, también se pueda implementar en los *Right.* Dicha red deberá dividir equitativamente la potencia de entrada y no generar desfase entre los puertos de salida, su resultado se muestra en la *Figura VII.60.*

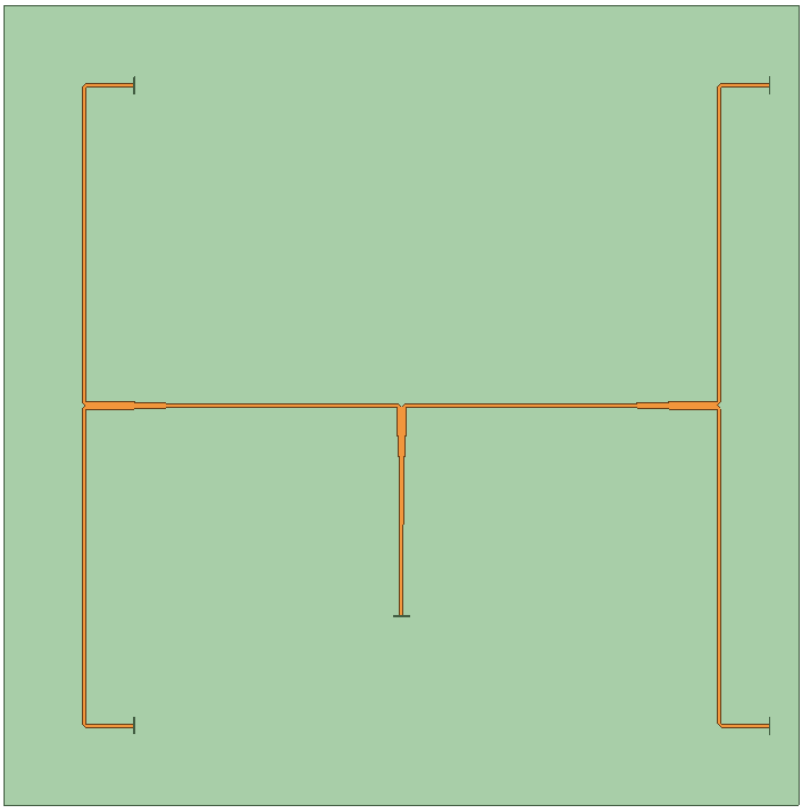
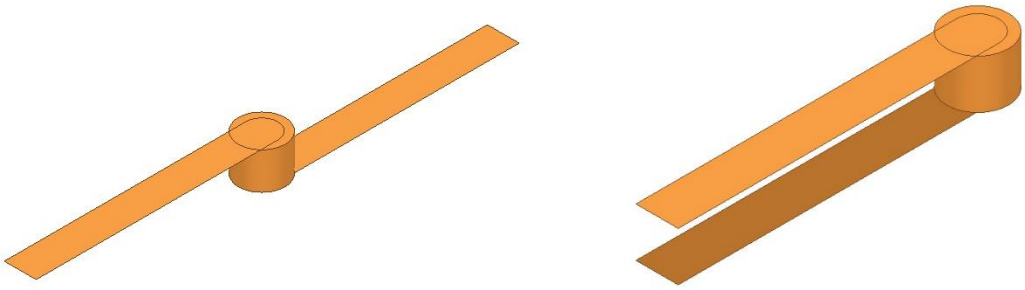


Figura VII.60 Alimentación 1x4 para el array 8x8, con el sustrato inferior transparente.

Los puertos de salida de la alimentación 1x4 aquí mostrada se han diseñado para que favorezcan el sentido de la transición, es decir, que el campo eléctrico y magnético en ambas capas siga el mismo sentido. Se realizaron varias pruebas con diferentes configuraciones de transición y se concluyó que los parámetros S de una transición entre dos líneas que siguen el mismo sentido son mejores que si van en contra.



a) *b)*

Figura VII.61 Transición stripline-stripline: a) Con líneas en el mismo sentido. b) Con líneas en sentido contrario.

La red 1x4 tiene todos sus puertos adaptados a 50 Ω y está formada por divisores de potencia T con adaptadores binomiales de 3 secciones, cuyas impedancias se han calculado previamente en el *Apartado VII.4.2.5:*

Parámetro	Valor
w_45	0.75 mm
w_35	1.06 mm
w_27	1.48 mm

Tabla VII.18 Anchuras de las líneas del adaptador binomial de 3 etapas

Como se puede observar en la *Figura VII.62* y *Figura VII.63*, la magnitud y fase en los puertos de salida son los correctos. En cuanto a las pérdidas de retorno, se mantienen por debajo de -32.33 dB en toda la banda de funcionamiento.

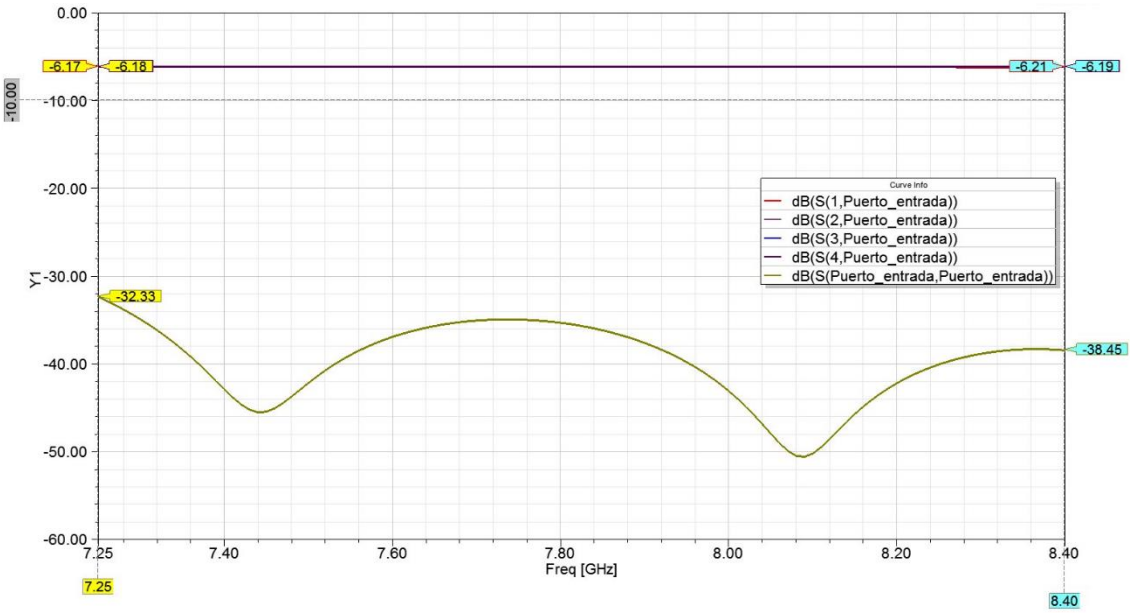


Figura VII.62 Parámetros S de la alimentación 1x4 del array 8x8.

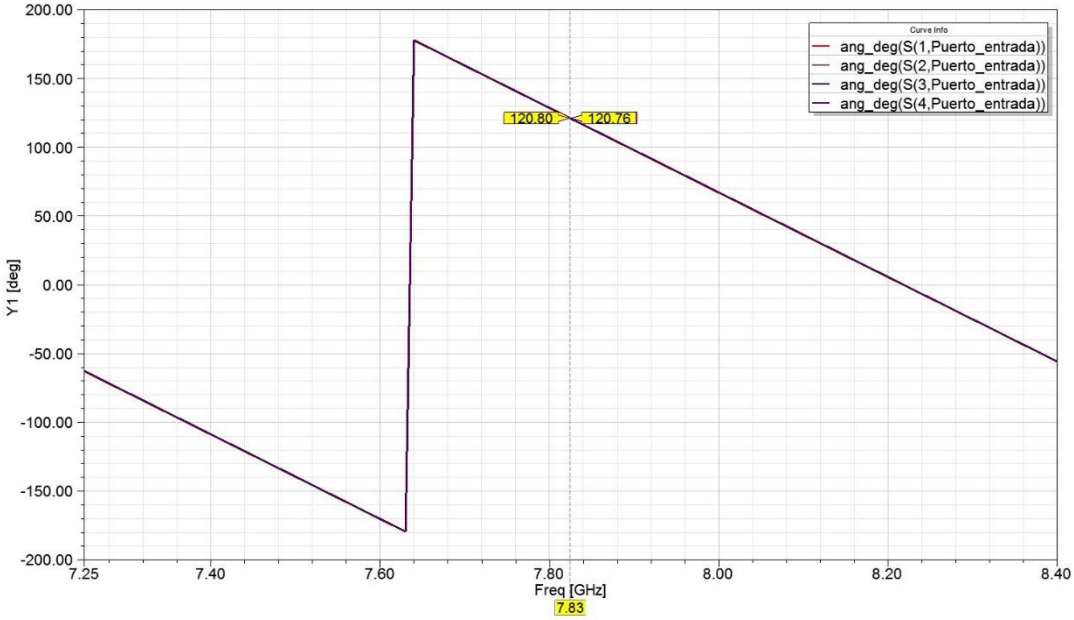


Figura VII.63 Fases a las salidas de la alimentación 1x4 del array 8x8.

Una vez se confirma que la red 1x4 posee buenos parámetros con respecto a los requisitos del diseño, se implementa en la capa inferior del array 8x8 para ambos sentidos de polarización, tal y como se muestra en la *Figura VII.64.*

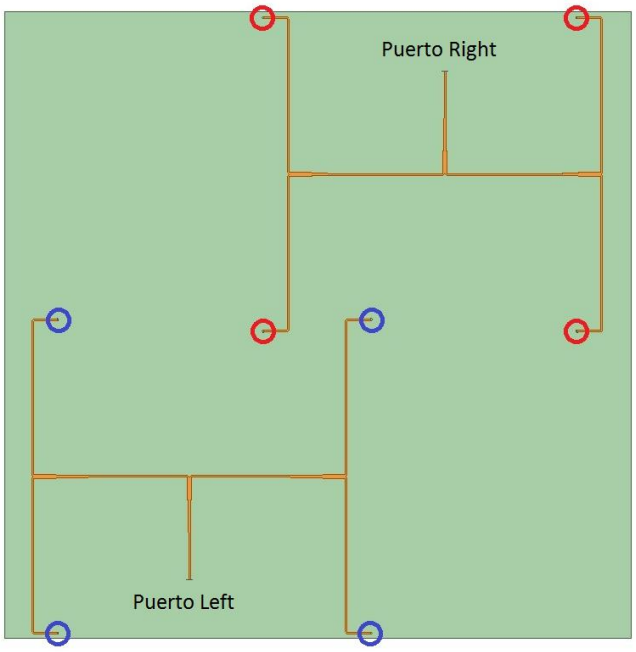


Figura VII.64 Alimentaciones 1x4 para el array 8x8, con el sustrato inferior transparente.

VII.6.2.2 Resultados del array 8x8

En la *Figura VII.65* se muestra el array 8x8 una vez ya alimentado. Sus dimensiones son 245.37x245.37x7.353mm. Su peso estimado, sabiendo que la densidad del material Rogers 5880 [9] es $2.2\ gm/cm^3$ y que hay una capa de 4mm de *foam* intermedia, es 444.12 gramos.

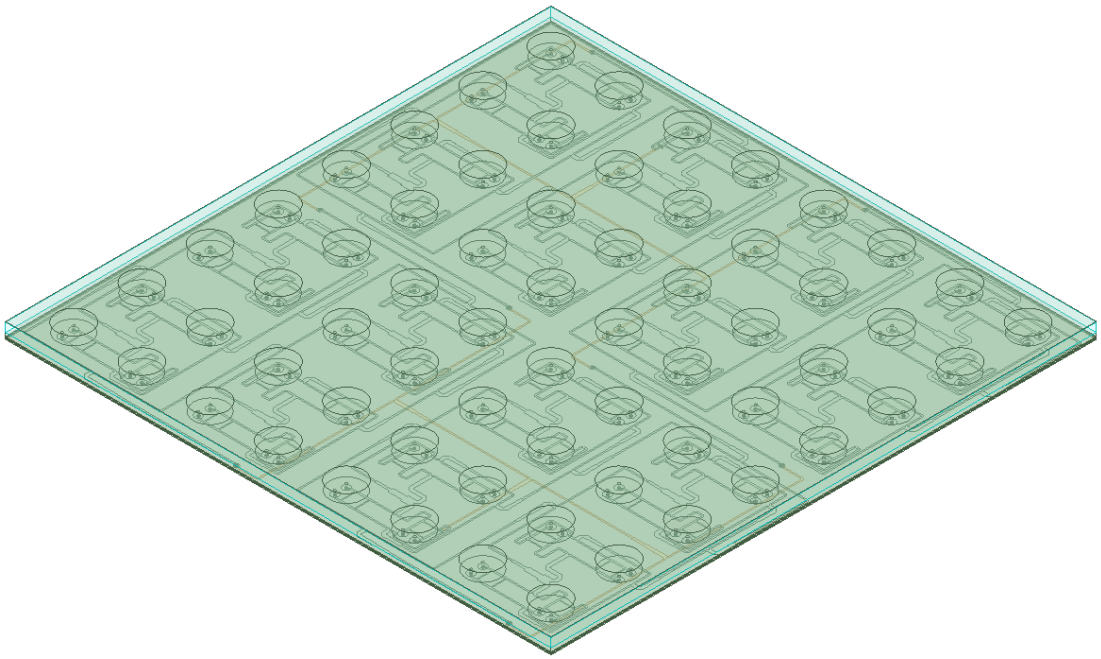


Figura VII.65 Array 8x8 con alimentación implementada.

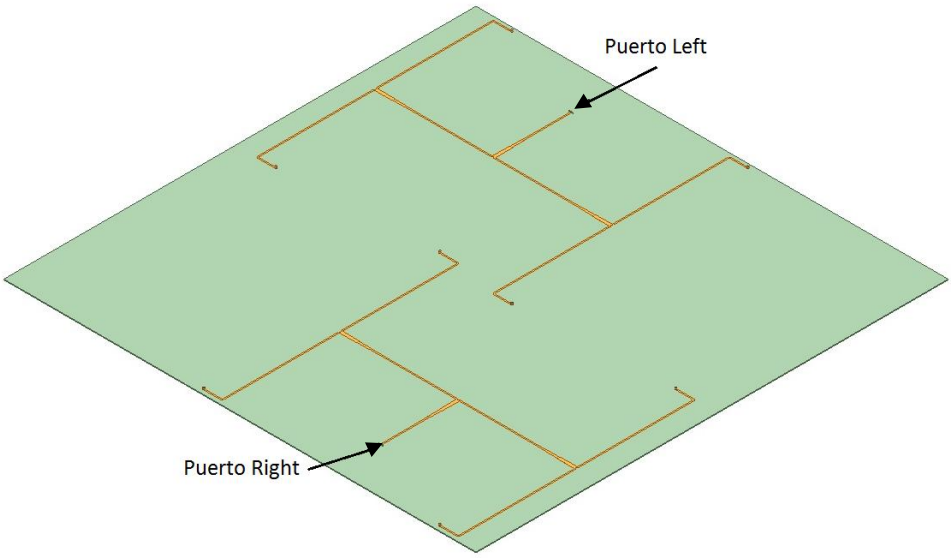


Figura VII.66 Capa inferior alimentación 8x8, con las capas superiores transparentes.

Una vez realizada e implementada la totalidad de la alimentación se pasa a discutir los resultados obtenidos.

Debido a las elevadas dimensiones del array 8x8 se han tenido que relajar las condiciones de simulación: se ha utilizado un barrido de tipo "*discrete*" con saltos de 0.1 GHz, el máximo valor de Delta S admisible se ha establecido en 0.01 y el mínimo número de pasadas de convergencia se han reducido a 3. Al introducir un valor tan bajo de muestras las gráficas tenderán a ser más abruptas, pero de esta forma se ha podido caracterizar el comportamiento de dicho array.

Los parámetros S del array 8x8 una vez alimentado se muestran en la *Figura VII.67*. Como se puede observar, se han conseguido buenos parámetros S_{11} en ambos puertos, *Left* y *Right*, de manera que éstos están por debajo de -16.3 dB en toda la banda de interés, cumpliendo así con los requisitos de diseño. Sin embargo, el parámetro de acoplo entre puertos S_{21} y/o S_{12} es elevado, estando su máximo en -13.5 dB, siendo aun así un valor aceptable.

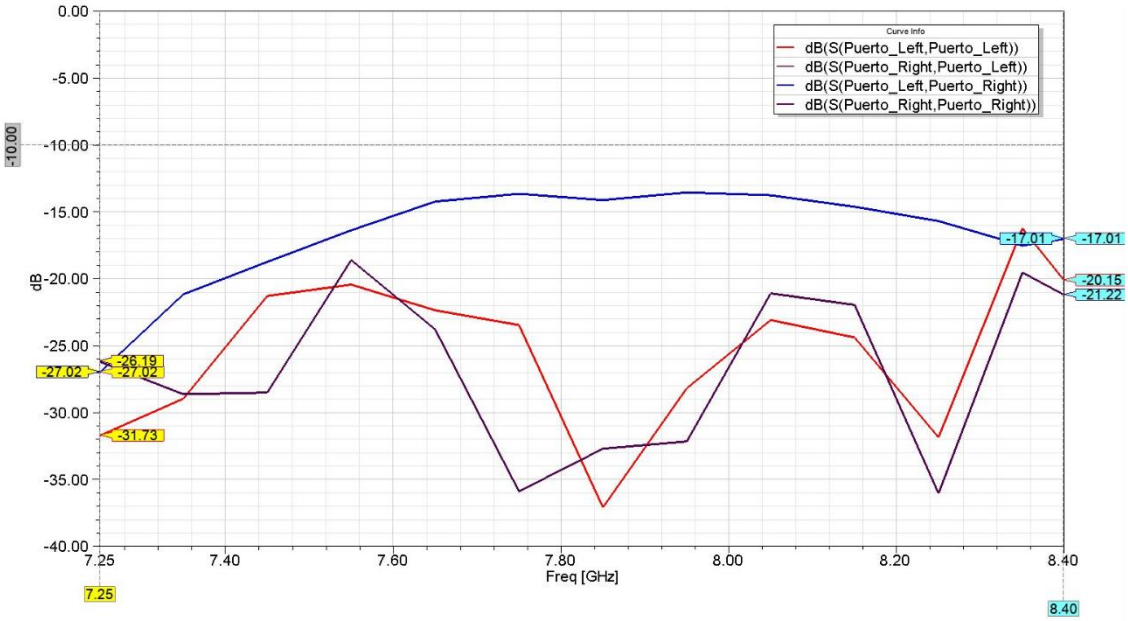


Figura VII.67 Parámetros S array 8x8.

En cuanto al Axial Ratio, en la *Figura VII.68* y *VII.69* se puede observar que los valores se mantienen por debajo de 1.4 dB, requerimiento típico para dispositivos *manpack*¸ en toda la banda de interés para ambos sentidos de polarización circular.

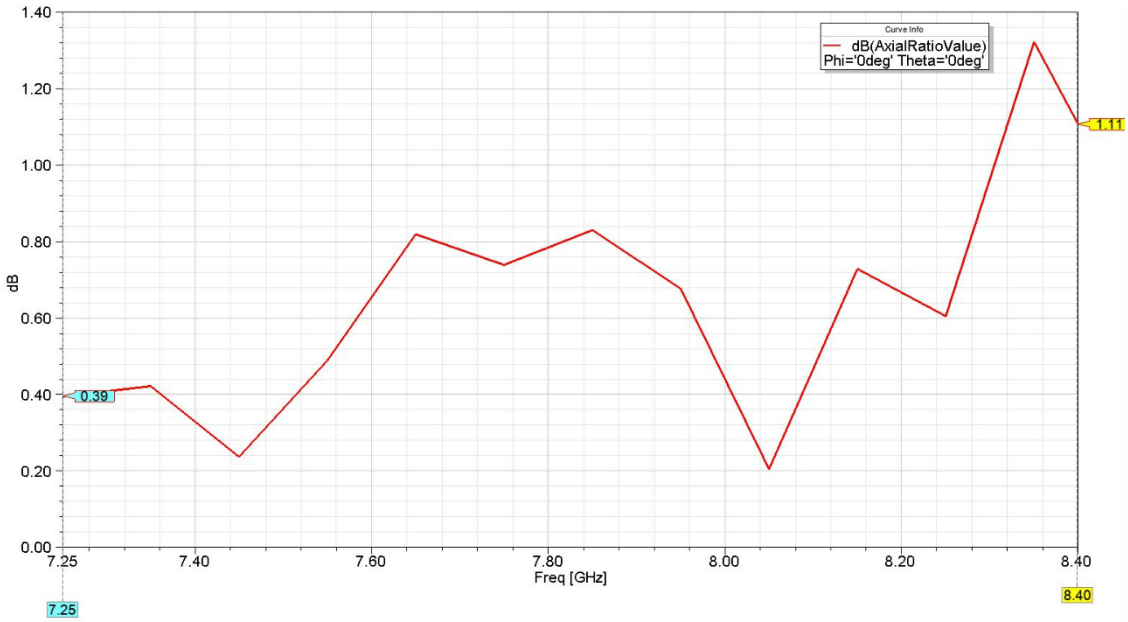


Figura VII.68 Axial Ratio del array 8x8 cuando se polariza circularmente a izquierdas.

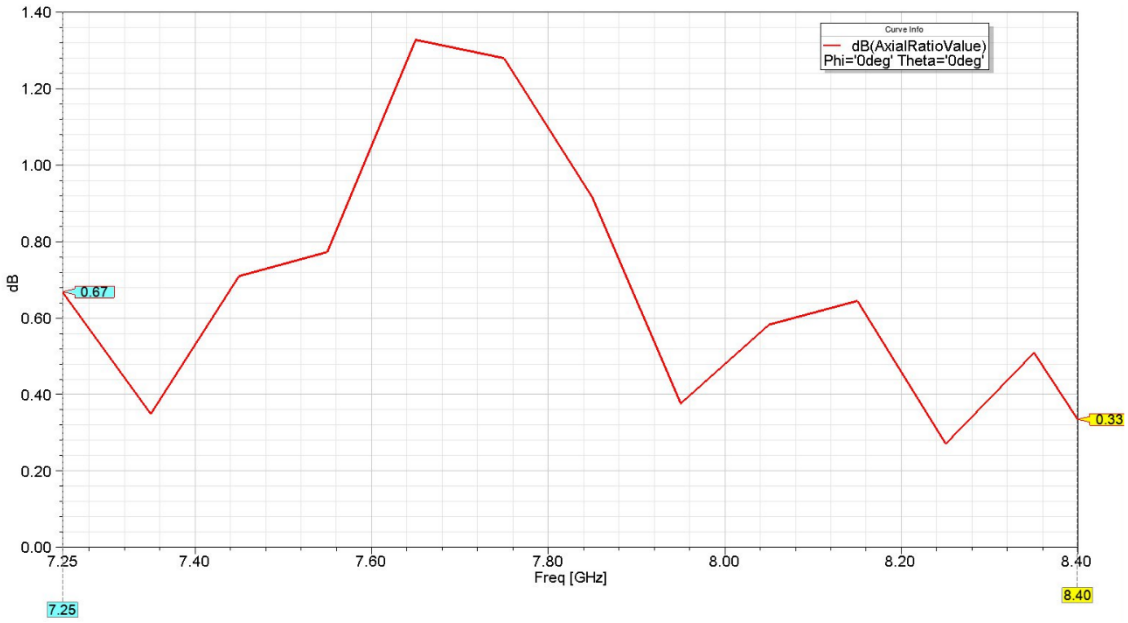


Figura VII.69 Axial Ratio del array 8x8 cuando se polariza circularmente a derechas.

El array 8x8 posee una directividad superior a 25 dBi en toda la banda de interés, pero no cumple los requisitos de diseño (mayor a 26 dBi).

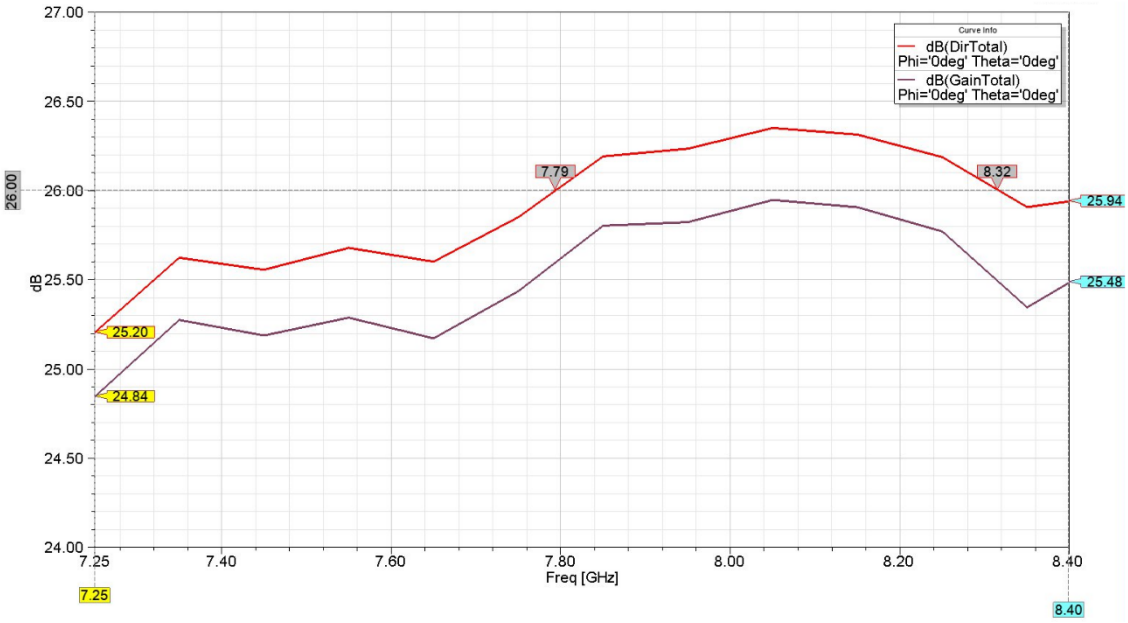


Figura VII.70 Directividad y ganancia del array 8x8, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

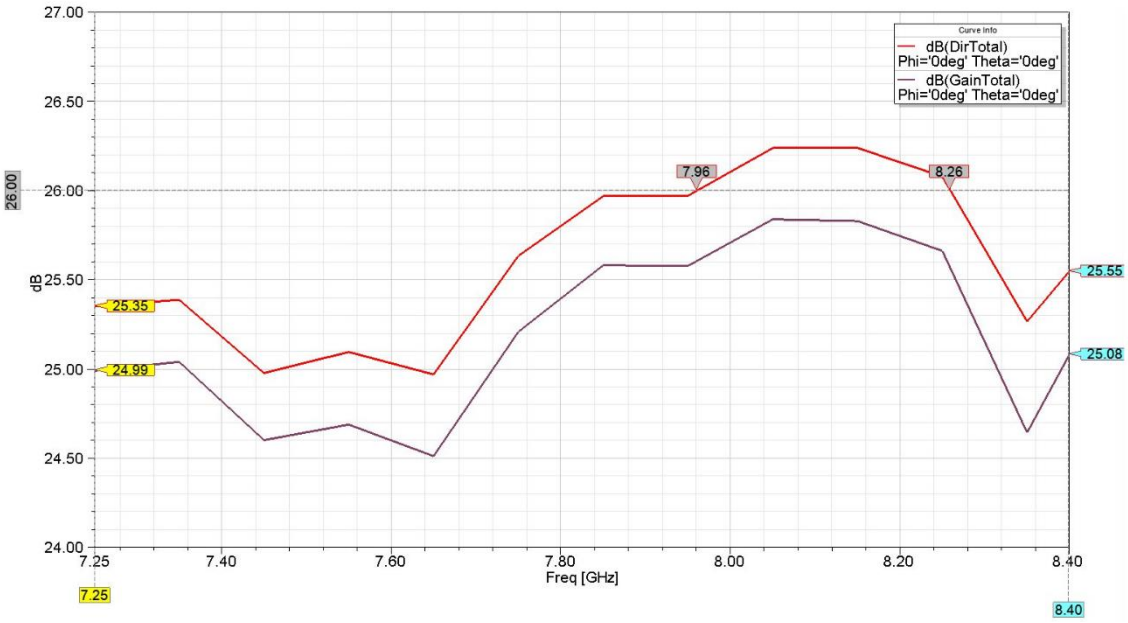


Figura VII.71 Directividad y ganancia del array 8x8, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VII.72* y *Figura VII.73* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz en coordenadas polares. Se observa que el ancho de haz del lóbulo principal se ha reducido con respecto al array 4x4, esto es debido a que se han aumentado el número de elementos del array. La relación NPLS es superior a 13.3 dB para el corte $\phi = 0º$ en ambos sentidos de polarización circular.

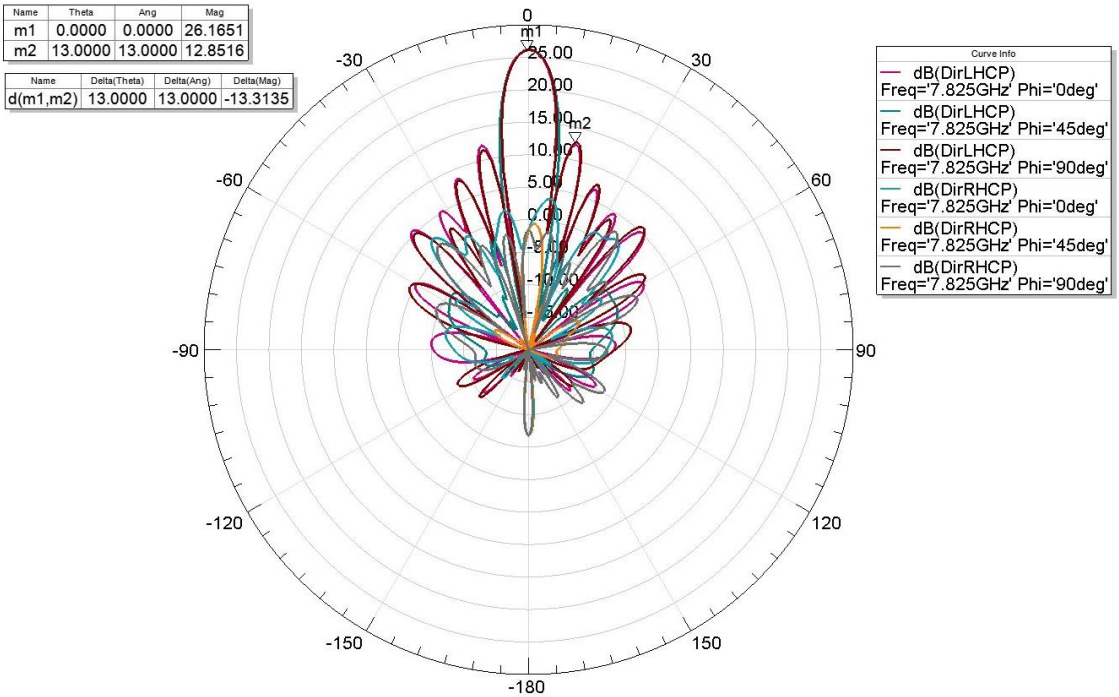


Figura VII.72 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 8x8 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

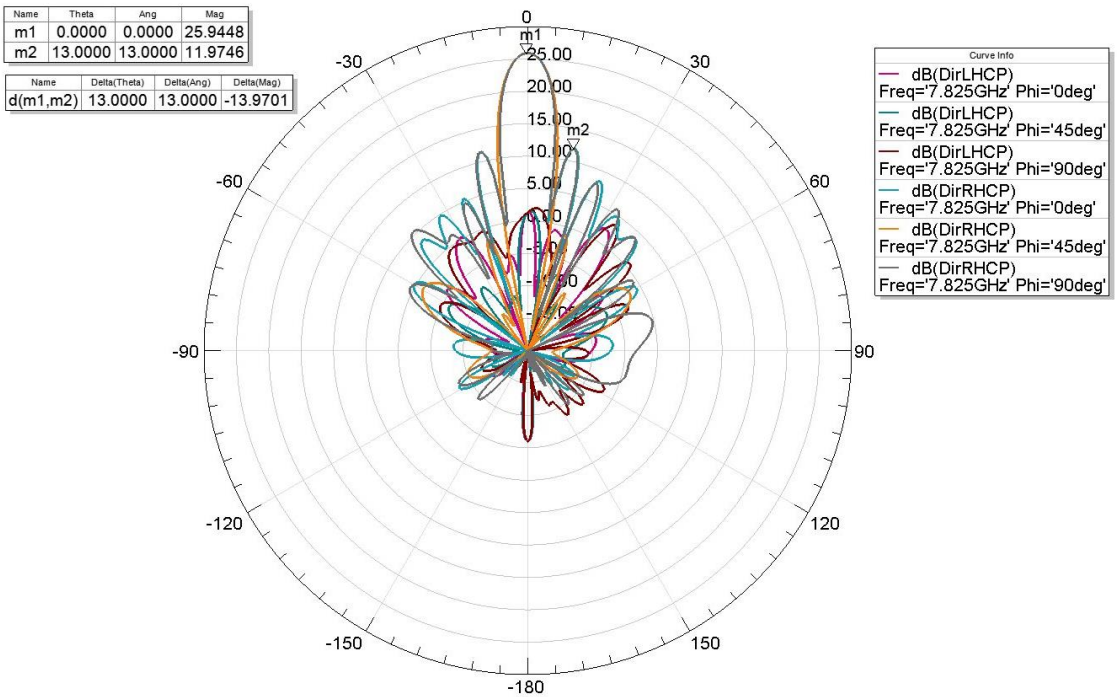


Figura VII.73 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 8x8 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

En la *Figura VII.74* y *Figura VII.75* se pueden observar las directividades totales, representadas en coordenadas polares 3D, del array 8x8 según el sentido de polarización circular.

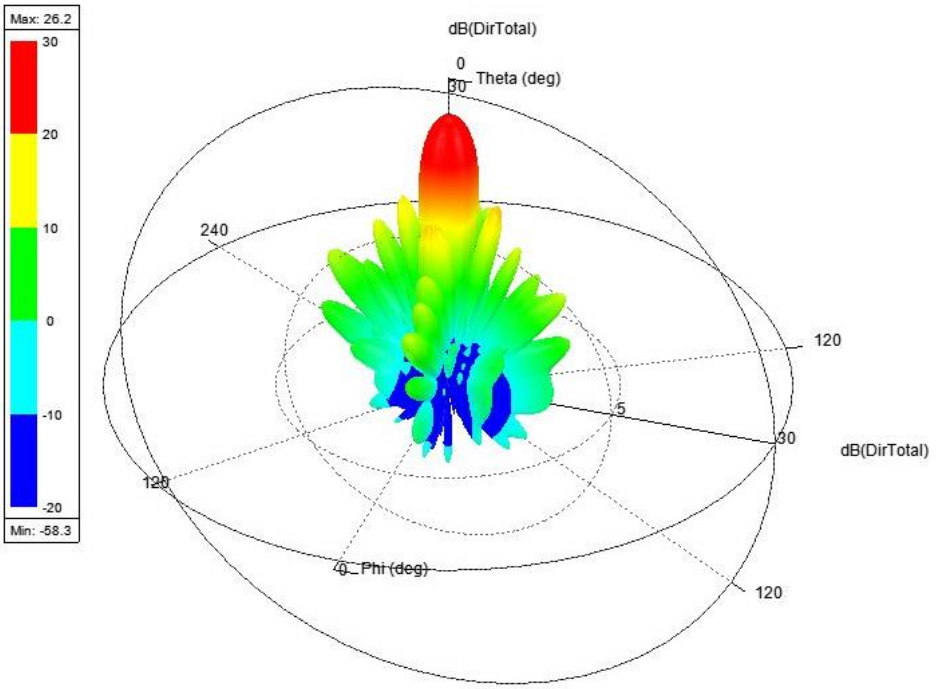


Figura VII.74 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 8x8 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

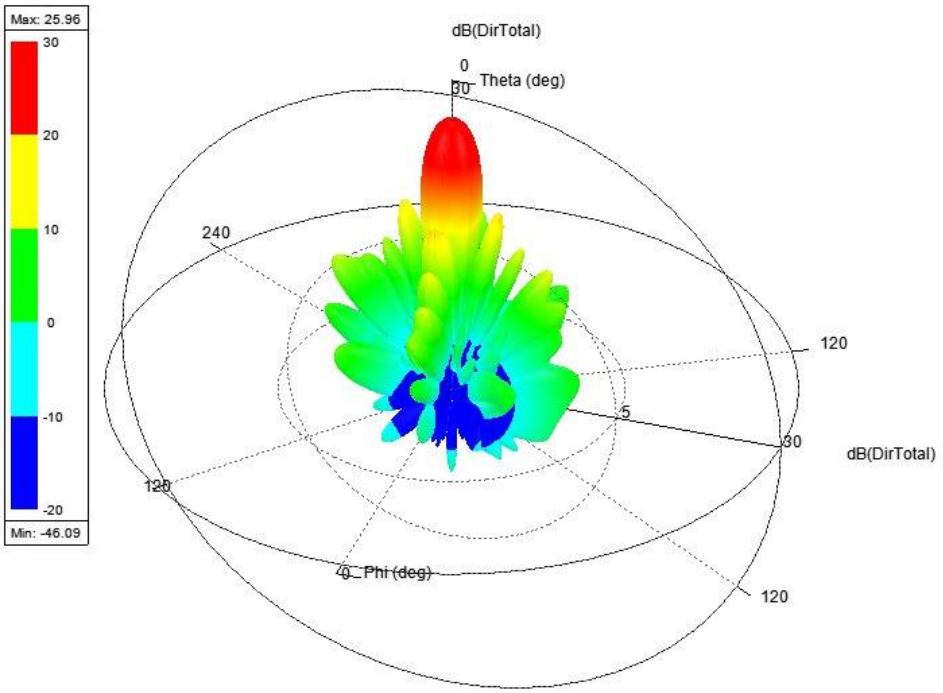


Figura VII.75 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 8x8 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

La agrupación 8x8 aquí presentada cumple con los requisitos de AR y ancho de banda de los dispositivos *manpack*, pero se necesitará un array con un número mayor de elementos para conseguir la directividad de 26 dBi, por ello en el siguiente apartado se plantea una agrupación de dimensiones 12x12.

VII.6.3 Array 12x12

En la *Figura VII.76* se muestra el array 12x12. Sus dimensiones son 368.05x368.05x7.353mm. Su peso estimado, sabiendo que la densidad del material Rogers 5880 [9] es $2.2\ gm/cm^3$ y que hay una capa de 4mm de *foam* intermedia, es 999.27 gramos. Está formado por 144 módulos unidad, lo que hace un total de 288 antenas parche, de las cuales 144 son parásitas y 144 alimentadas.

Figura VII.76 Array 12x12.

Debido a las dimensiones del array 12x12 no se ha podido simular su comportamiento por las elevadas prestaciones que requeriría el equipo informático a utilizar, y por lo tanto no se ha invertido tiempo en diseñar su red de alimentación. Aunque, si se puede hacer una estimación de su comportamiento mediante la herramienta *Atenna Array Setup* aplicando un factor 3x3 al array 4x4 final, de esta forma se obtienen los valores de directividad y el diagrama de radiación 3D pudiendo así comprobar que se cumplen los requerimientos de diseño.

No se pueden representar los parámetros S ni los valores de AR para ambos sentidos de polarización circular, al simular aplicando un factor de array sobre el diseño del array 4x4 no tiene sentido hablar de parámetros S ya que no existen los puertos reales del array 12x12, y los valores de Axial Ratio no se actualizan, si no que se mantienen los del original.

En la *Figura VII.77* y *Figura VII.78* se pueden observar los valores de directividad y ganancia con respecto a la frecuencia para ambos sentidos de polarización circular. Los valores de directividad sobrepasan los 26 dBi requeridos en toda la banda de interés (desde 7.25-8.4 GHz), llegando la polarización circular a izquierdas a un máximo de 29.9 dBi y a derechas a un máximo de 29.60 dBi.

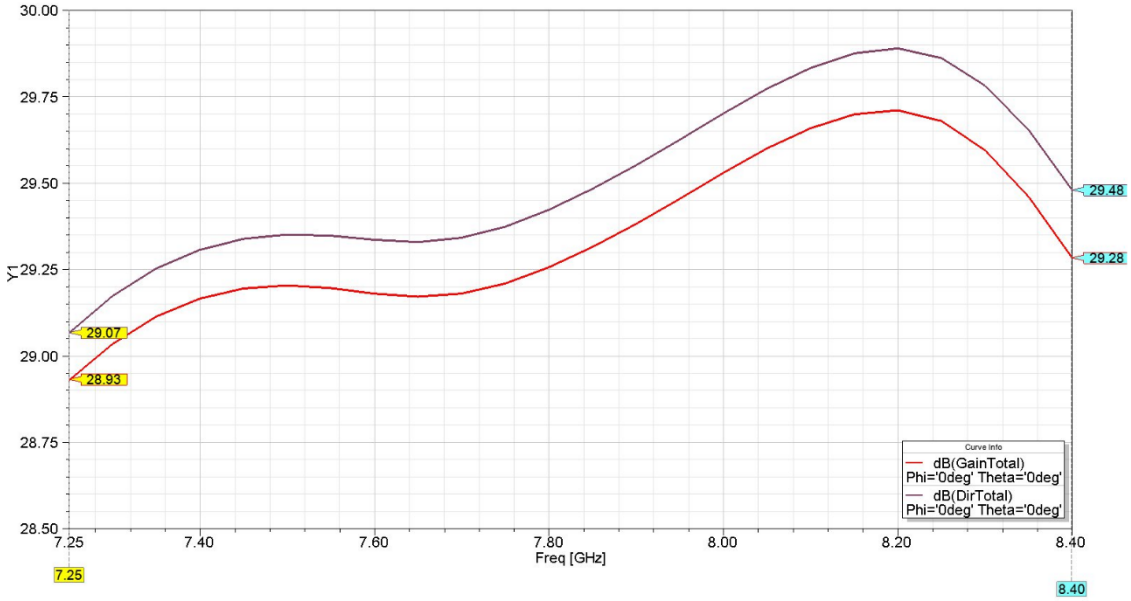


Figura VII.77 Directividad y ganancia del array 12x12, cuando se polariza circularmente a izquierdas.

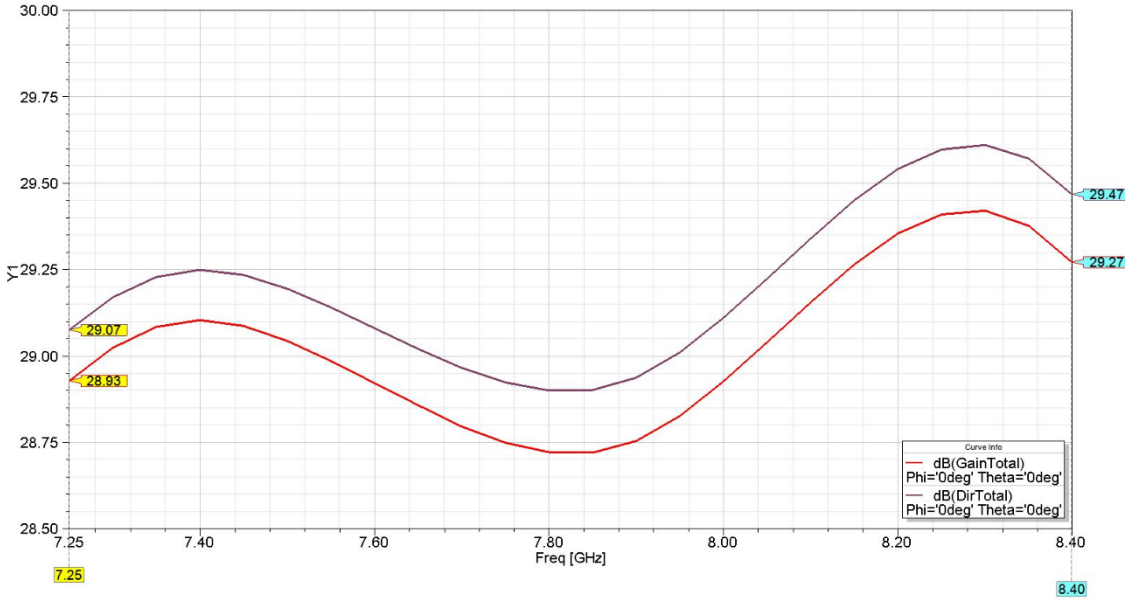


Figura VII.78 Directividad y ganancia del array 12x12, cuando se polariza circularmente a derechas.

En la *Figura VII.79* y *Figura VII.80* se pueden observar las directividades para ambos sentidos de polarización circular para la frecuencia central de 7.825 GHz en diferentes cortes de ϕ. Se puede observar que el lóbulo principal es estrecho debido al elevado número de elementos que conforman la agrupación. La relación NPLS es superior a 13.3 dB para el corte $\phi = 0º$ en ambos sentidos de polarización circular.

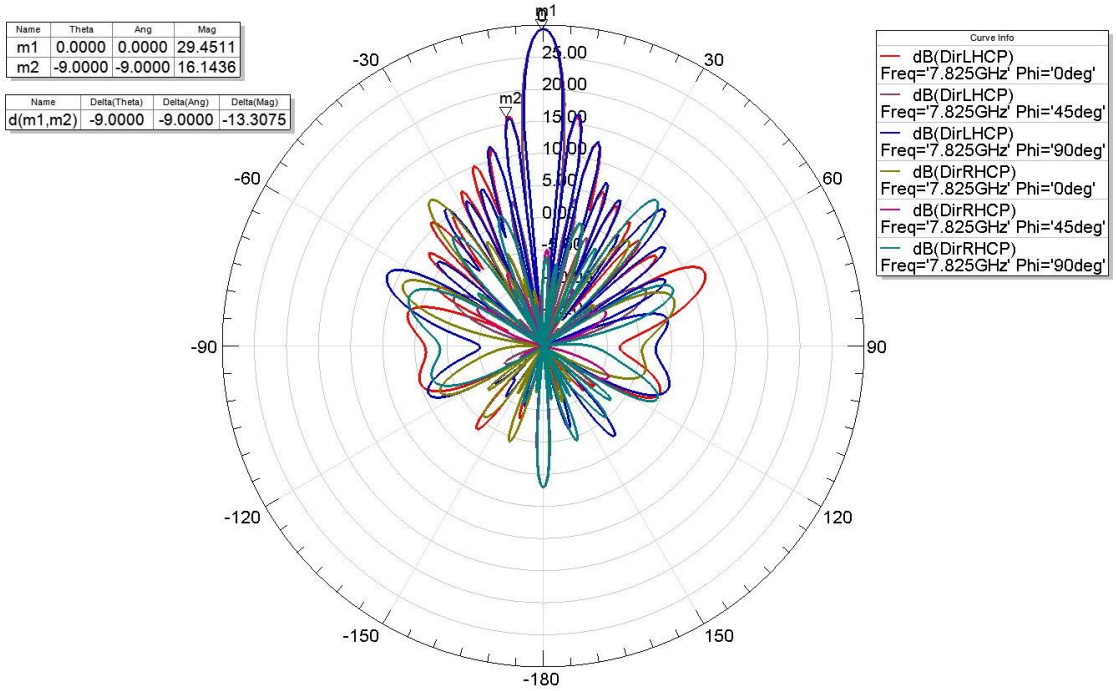


Figura VII.79 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 12x12 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

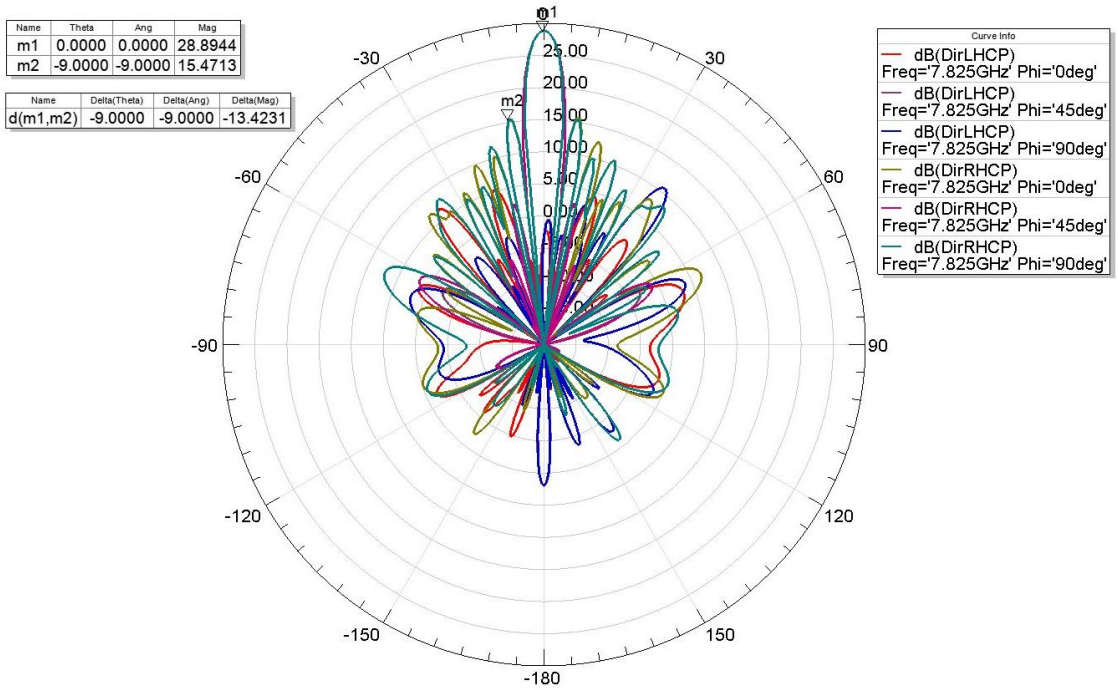


Figura VII.80 Directividad LHCP-RHCP en coordenadas polares cuando el array 12x12 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

En la *Figura VII.81* y *Figura VII.82* se pueden observar las directividades totales, representadas en coordenadas polares 3D, del array 12x12 según el sentido de polarización circular.

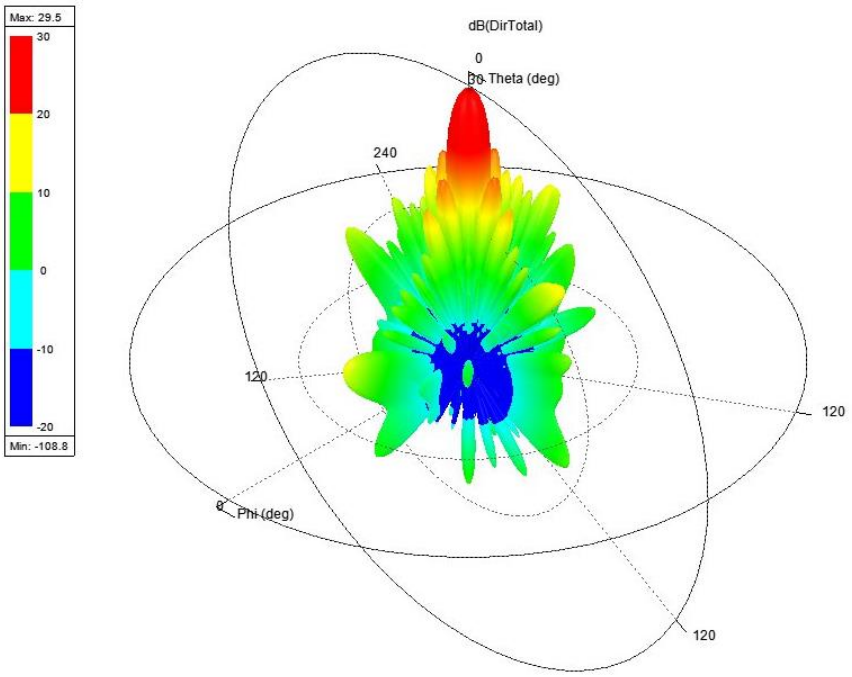


Figura VII.81 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 12x12 se polariza a izquierdas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

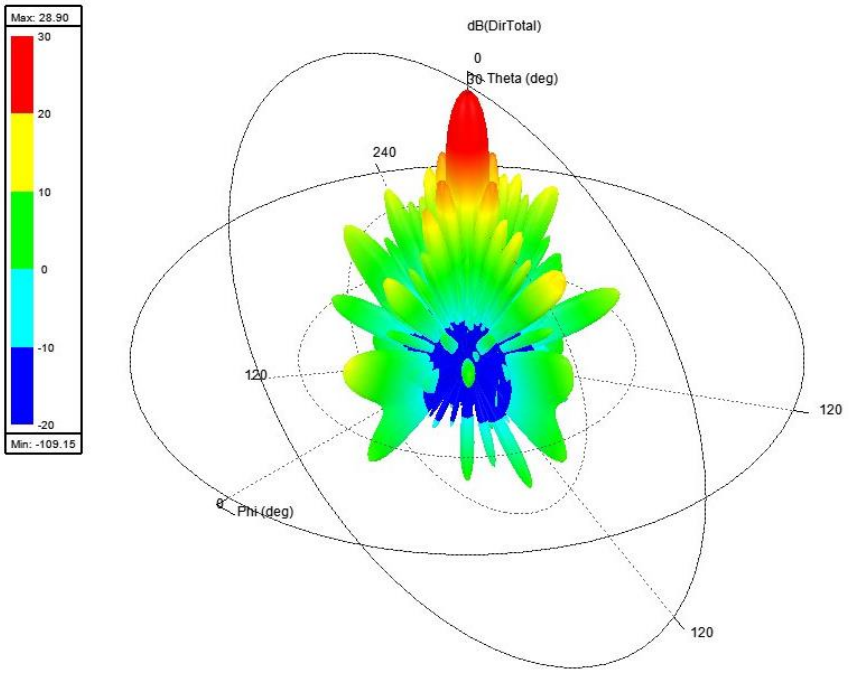


Figura VII.82 Directividad total en coordenadas polares 3D cuando el array 12x12 se polariza a derechas, representada a la frecuencia central de 7.825 GHz.

Se ha comprobado que con la configuración planteada se satisfacen los requisitos mínimos de los dispositivos *manpack*: directividad superior a 26 dBi, AR menor de 1.4 dB y un ancho de banda de funcionamiento que abarca desde 7.25 GHz hasta 8.4 GHz, todo esto sin superar las dimensiones máximas de 40x40 cm.

Capítulo VIII: Conclusiones y líneas futuras

Tras haber realizado los diseños de varias agrupaciones de antenas en tecnología plana buscando cumplir las especificaciones típicas de los dispositivos *manpack*, se ha llegado a una serie de conclusiones. En este capítulo se mostrarán todas ellas.

Las especificaciones de diseño requerían que la antena cubriese un gran ancho de banda, desde 7.25 GHz a 8.4 GHz. Se ha demostrado que mediante la configuración de parches apilados, que consiste en la adición de una antena parásita a una distancia h sobre un parche alimentado, se consigue aumentar el ancho de banda de funcionamiento de las antenas parche.

El valor de Axial Ratio en una agrupación de antenas se puede minimizar aplicando la técnica de rotación secuencial, que consiste en girar los elementos radiantes y sus alimentaciones acompañando el sentido de rotación de la polarización circular implementada, tal y como se muestra en el *Apartado VI.4.1* y *Apartado VII.4.1.* En este proyecto se han conseguido reducir valores de AR de hasta 2 dB a 0.01 dB, valores muy pequeños, utilizando una alimentación ideal.

Un dispositivo formado por un solo elemento radiante no puede alcanzar las especificaciones de diseño requeridas, una directividad mayor de 26 dBi, es por ello que se implementa una agrupación de antenas iguales. Conforme se añadían elementos a los arrays de antenas diseñados en este proyecto, se podía ver una clara tendencia a reducirse el ancho de haz del lóbulo principal. La distribución de alimentación usada en los diseños mostrados es uniforme, lo que hace que la directividad sea máxima con la desventaja de obtener un nivel de lóbulos secundarios elevado.

La alimentación de los diferentes arrays diseñados en este Trabajo de Fin de Grado suponían un reto debido al reducido espacio para su implementación y al gran ancho de banda en el que tenían que funcionar. Los adaptadores lambda cuartos poseen una respuesta en frecuencia estrecha. Se ha demostrado que mediante la utilización de adaptadores binomiales multisección se consigue una respuesta plana a la frecuencia de diseño, y, por lo tanto, un mayor ancho de banda.

Las transiciones, mediante vías metálicas, de microstrip a microstrip presentan peores parámetros que las realizadas de stripline a stripline. Además, en el *Apartado VI.6.1* se han diseñado dos ejemplos de transiciones separadas por una capa de aire cuya respuesta en frecuencia hacía irrealizable la alimentación de los diseños finales en tecnología microstrip.

En este proyecto se han utilizado diseños multicapas, lo que ha hecho posible la optimización de cada capa por separado y un buen aislamiento entre las redes de alimentación y los elementos radiantes.

Se han realizado dos diseños siguiendo el mismo procedimiento, uno en tecnología plana microstrip y otro en stripline, presentando mejores parámetros este último. Además, el diseño en tecnología stripline es más compacto, robusto e inmune a las interferencias debido a la disposición de las capas.

El array de dimensiones 12x12 diseñado en tecnología plana stripline propuesto cumple las especificaciones típicas para antenas *manpack*: directividad superior a 26 dBi, Axial Ratio inferior a 1.4 dB y un ancho de banda que cubra la banda X (7.25-8.4 GHz). El dispositivo posee polarización circular que puede ser a izquierdas o derechas dependiendo del puerto por el que se entre. Además, su diseño es modular, compacto y robusto.

Por último, destacar que el peso estimado del array 8x8 en tecnología stripline es inferior a 500 gramos y el del array 12x12 es inferior a 1 kg, lo que hace que la antena sea muy ligera y por lo tanto el dispositivo *manpack* también lo sea.

Tras realizar los diferentes diseños y simulaciones, se puede concluir que los requisitos son alcanzables mediante las técnicas descritas a lo largo del proyecto. Los resultados obtenidos son satisfactorios, ya que cumplen las especificaciones impuestas y, además, se han conseguido con éxito debido a que los valores de AR, ancho de banda y directividad son prometedores.

Como líneas futuras, el próximo paso sería la fabricación y medición de los diferentes arrays presentados, con el fin caracterizar su respuesta y comparar si lo resultados obtenidos mediante las simulaciones coinciden con los obtenidos en la práctica.

Para facilitar el proceso de fabricación y ensamblaje, al tratarse de diseños multicapa, sería aconsejable añadir guías metálicas que atraviesen las distintas capas para así fijar su posición.

Debido a la indisponibilidad de un equipo informático capaz de simular las elevadas dimensiones del array 12x12 se optó por no plantear su alimentación. Por lo tanto, queda pendiente el diseño de una alimentación para dicha agrupación de antenas en la que se deberán emplear divisores de potencia asimétricos o en su defecto divisores de potencia con tres puertos de salida [13], ya que hay que interconectar 9 puertos *Left* y 9 puertos *Right.*

Como posibles mejoras a los diseños propuestos en este proyecto, se podría aplicar rotación secuencial a otros niveles, por ejemplo en el array 4x4, de manera que se consigan valores aún más reducidos de AR. Esto implicaría una mayor complejidad en la red de alimentación.

Los híbridos de 90º introducidos en los diseños poseen una respuesta en frecuencia estrecha ya que están formados por líneas de transmisión lambda cuartos. Podría plantearse la implementación de híbridos de 90º con varias secciones de manera que se aumente el ancho de banda de funcionamiento del dispositivo. Como desventaja, el tamaño de éstos es elevado, aumentando directamente proporcional al número de secciones que lo forman, pero se puede miniaturizar sustituyendo las líneas de longitud lambda cuartos por secciones T, formadas por una línea de transmisión y un *stub* en paralelo, que poseen el mismo comportamiento [14].

Se podría estudiar la sustitución de los divisores de potencia T, situados antes del híbrido de 90º, por divisores *Wilkinson* miniaturizados ya que poseen todos sus puertos adaptados y aislamiento entre los dos puertos de salida, de esta forma se conseguirían eliminar las señales reflejadas por los parches.

Por último, las redes de alimentación se han realizado de tal forma que la agrupación tenga una distribución de alimentación uniforme, su diseño podría variarse para así obtener diferentes diagramas de radiación, un lóbulo principal más ancho, reducir el nivel de los lóbulos secundarios y/o variar la dirección de apuntamiento electrónicamente.

Bibliografia

[1] "ANSYS HFSS: High Frequency Electromagnetic Field Simulation Software." [Online]. Available: https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss.

[2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering Fourth Edition*. 2005.

[3] I. Ederra, "Transparencias Asignatura Antenas y Microondas, UPNA, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales y de Telecomunicación," 2018.

[4] T. Binomial, M. Matching, and J. Stiles, "The Binomial Multi- Section Transformer," *ReCALL*, 2006.

[5] Á. Cardama, *Antenas EDICIONS UPC*. 2002.

[6] C. E. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition - Constantine A. Balanis." 2005.

[7] A. García-Aguilar, J. M. Inclán-Alonso, L. Vigil-Herrero, J. M. Fernández-González, and M. Sierra-Perez, "Low-profile dual circularly polarized antenna array for satellite communications in the X band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2276–2284, 2012.

[8] J. Manuel, T. Alonso, and M. S. Pérez, "Man-pack Antenna At X-band."

[9] Rogers Corporation, "RT/duroid ® 5870 /5880 High Frequency Laminates," 2018.

[10] A. Marzo, *Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda X con polarización circular*. 2019.

[11] AmphenolRF, "Conector SMP-MSLD-PCS-5T 50 Ohm." .

[12] Rogers Corporation, "Microwave Impedance Calculator - Technology Support Hub." [Online]. Available: https://www.globalcommhost.com/rogers/acs/techsupporthub/en/mwi_calc2019.php.

[13] K. Al Shamaileh, A. Qaroot, N. Dib, A. Sheta, and M. A. Alkanhal, "Analysis and Design of Ultra-Wideband 3-Way Bagley Power Divider Using Tapered Lines Transformers," *Int. J. Microw. Sci. Technol.*, vol. 2012, no. May 2014, pp. 1–6, 2012.

[14] H. A. Mohamed and A. S. Mohra, "Compact cascaded branch line coupler using T-sections conversion," *Natl. Radio Sci. Conf. NRSC, Proc.*, no. April 2018, pp. 64–70, 2017.