

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE
TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

ANÁLISIS Y DISEÑO DE UNA ANTENA
PLANA DE POLARIZACIÓN CIRCULAR EN
BANDA MILIMÉTRICA PARA NUEVAS
TECNOLOGÍAS 5G

PABLO MONTORO GARCÍA

4 de junio de 2024

GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

Título: Análisis y diseño de una antena plana de polarización circular en banda milimétrica para nuevas tecnologías 5G.

Autor: Pablo Montoro García

Tutor: José Manuel Fernández González

Co-tutor: Alfonso Tomás Muriel Barrado

Departamento: Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

Presidente: D.

Vocal: D.

Secretario: D.

Suplente: D.

Los miembros del tribunal arriba nombrados acuerdan otorgar la calificación de:

Madrid, a de de 20...

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS Y SERVICIOS DE
TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

**Análisis y diseño de una antena
plana de polarización circular en
banda milimétrica para nuevas
tecnologías 5G**

Pablo Montoro García

4 de junio de 2024

RESUMEN

El objetivo de este proyecto es el diseño de un array de antenas de tecnología *microstrip* de 64 elementos operando en la banda de frecuencias milimétricas, con polarización circular. Se ha realizado el diseño pensando en la futura integración con un circuito integrado BFIC (Beamforming Integrated Circuit) para proporcionar a la antena de apuntamiento electrónico del haz. Este trabajo se enmarca dentro del proyecto *Disradio*, donde el Grupo de Radiación del departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones colabora en el diseño de prototipos de antenas en banda milimétrica para nuevas aplicaciones comerciales del 5G.

En el trabajo se ha diseñado y optimizado, dentro de las limitaciones técnicas de fabricación, una antena de doble parche, para proporcionar un amplio ancho de banda. Además, el diseño cuenta con las capas necesarias para poder integrarla con el BFIC en posteriores diseños. Se ha diseñado tanto el elemento radiante como su alimentación por sonda coaxial. Este parche se ha empleado para formar arrays de 2x2, 4x4 y 8x8 elementos de forma cuadrada. Previo al diseño de los arrays se realizó un estudio teórico del diagrama de radiación para poder verificar si los resultados obtenidos en simulación son favorables. Se ha verificado el correcto funcionamiento de los diseños, además de llevar a cabo un estudio del apuntamiento reconfigurable del haz. Por último, se han creado prototipos con conectores del array de 2x2 y 4x4 elementos para su futura fabricación y medida en cámara anecoica.

SUMMARY

The objective of this project is the design of a 64 element microstrip antenna array operating in the millimeter waves frequency band, with circular polarization. The design has been carried out keeping in mind the future integration with a Beamforming Integrated Circuit (BFIC) to provide electronic beam steering to the antenna. This work is part of the *Disradio* project, where the Radiation Group of the Signals, Systems, and Radiocommunications department collaborates in the design of millimeter wave antenna prototypes for new 5G commercial applications.

Within the project, a dual-patch antenna has been designed and optimized to provide a wide bandwidth within the technical limitations of manufacturing. Additionally, the design incorporates necessary layers for integration with the BFIC in subsequent designs. Both the radiating element and its coaxial probe feed have been designed. This patch has been used to form arrays of 2x2, 4x4, and 8x8 elements in a square configuration. Prior to array design, a theoretical study of the radiation pattern was conducted to verify if the simulation results are favorable. The correct functioning of the designs has been verified, along with a study of reconfigurable beam steering. Finally, prototypes with connectors for the 2x2 and 4x4 element arrays have been created for future manufacturing and measurement in anechoic chamber.

PALABRAS CLAVE

antenas de parche,
arrays,
antena de doble resonancia,
antena de haz reconfigurable,
phased array,
polarización circular,
redes de distribución,
divisores de potencia,
diagrama de radiación,
parámetros S ,
impedancia de antena,
carta de Smith

KEYWORDS

patch antennas,
arrays,
double resonance antennas,
reconfigurable beam antenna,
phased array,
circular polarization,
distribution networks,
power dividers,
radiation pattern,
 S parameters,
antenna impedance,
Smith chart

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a mis tutores José Manuel y Alfonso por confiar en mí y ofrecerme la posibilidad de colaborar en este proyecto con el que tanto he aprendido. Gracias por vuestra plena disposición para ayudarme y resolver mis dudas siempre que lo he necesitado.

A mis padres, Elisa y Alberto, por ayudarme y siempre creer en mí. Por escuchar mis explicaciones del TFG sin entender ni una sola palabra de lo que decía. Gracias por siempre estar presentes y por haberme ayudado a llegar hasta aquí. Os quiero.

A mi hermana Lucía por hacerme pasar unas tardes de “estudio” más amenas, por las risas con ella y por enviarme infinitos tiktoks. Gracias por ser la mejor (y única) hermana que tengo. Confía en ti y llegarás lejos.

A mis abuelos María del Pilar y José Luis, y a mis yayitos Aurea y Paco. Por haberos preocupado por mí desde pequeño. Por los buenos momentos que hemos pasado juntos y por vuestra confianza en mí, gracias.

A mis amigos de la uni, porque sin ellos la carrera no habría sido igual. Gracias por todos los increíbles momentos que hemos vivido, tanto en la uni como en todos los sitios a los que hemos viajado.

Por último, gracias a mis amigos del colegio, por todas las tardes de cervezas en el sitio de siempre. Gracias por todas las anécdotas y las risas desde quinto de primaria.

Índice

Resumen y Palabras Clave	II
Agradecimientos	IV
Lista de acrónimos	x
1. Introducción y objetivos	1
1.1. Introducción	1
1.2. Objetivos	2
2. Estado del arte	3
2.1. Antenas en teconología microstrip	3
2.1.1. Características	3
2.1.2. Alimentación	3
2.1.3. Diseño	4
2.2. Arrays de antenas	6
2.3. Phased arrays	7
2.4. Líneas de transmisión microstrip	9
2.5. Redes de alimentación	9
3. Diseño del elemento radiante	11
3.1. Descripción y especificaciones	11
3.2. Stack-up	11
3.3. Diseño del parche	12
3.3.1. Diseño de las líneas microstrip	12
3.3.2. Diseño del parche	13
3.3.3. Resultados	14
3.4. Estudio de tolerancias	18
4. Diseño del array	20
4.1. Análisis del array	20
4.2. Subarray 2x2	22
4.2.1. Subarray 2x2 sin conectores	22
4.2.2. Subarray 2x2 con conectores SMA	26
4.3. Array 4x4	31
4.3.1. Array 4x4 sin conectores	31
4.3.2. Array 4x4 con conectores SMA	34
4.3.3. Red de alimentación para integración con BFIC	36
4.4. Array 8x8	40
4.4.1. Diseño y resultados	40
5. Resultados del barrido de haz en azimut y elevación	45
5.1. Array 4x4	45
5.2. Array 8x8	48

6. Conclusiones y líneas futuras	50
6.1. Conclusiones	50
6.2. Líneas futuras	50
Bibliografía	51
Anexo A: Aspectos éticos, económicos, sociales y ambientales	53
Anexo B: Presupuesto económico	55
Anexo C: Campo eléctrico en la antena	57
Anexo D: Layouts para fabricación de los prototipos	61
Anexo E: Hoja de especificaciones del conector utilizado	66

Índice de figuras

2.1. Parche impreso [1]	3
2.2. Formas de parches [1]	3
2.3. Formas de alimentación de antenas de parche impreso [2]	4
2.4. Longitudes física y efectiva del parche	5
2.5. Representación del FA en coordenadas polares [3]	8
2.6. Desapuntamiento de un array [4]	8
2.7. Línea microstrip [5]	9
2.8. Divisor en T [6]	10
3.1. Stack-up	12
3.2. Cálculo de la anchura de la línea de 50Ω	13
3.3. Vista de la alimentación del parche	13
3.4. Detalle de las dimensiones de la estructura del parche	15
3.5. Resultados de simulación del parche simple	15
3.6. Diagramas de radiación en directividad del parche individual	16
3.7. Relación Axial del parche individual	16
3.8. RA en $\theta = 0$ (parche)	16
3.9. Ganancia en $\theta = 0$ (parche)	16
3.10. Eficiencia (parche)	16
3.11. Diagrama de radiación 3D del parche	17
3.12. Estudio de tolerancias para D_{act}	18
3.13. Estudio de tolerancias para D_{pas}	18
3.14. Estudio de tolerancias para D_{via}	19
4.1. Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 2x2	20
4.2. Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 4x4	21
4.3. Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 8x8	21
4.4. Rotación del parche	22
4.5. Esquema de puertos 2x2	22
4.6. Adaptación del subarray 2x2	22
4.7. Acoplos del subarray 2x2	23
4.8. Diagramas de radiación en directividad del subarray 2x2	23
4.9. Relación Axial del subarray 2x2	23
4.10. RA en $\theta = 0$ (array 2x2)	24
4.11. Ganancia $\theta = 0$ (array 2x2)	24
4.12. Eficiencia (array 2x2)	24
4.13. Diagrama de radiación 3D del array 2x2	24
4.14. Vista del array 2x2 con conectores	26
4.15. Vista del conector con vías a masa	26
4.16. Vista de la línea con conectores y la transición	27
4.17. Vista de la línea terminada en puertos guía	27
4.18. Comparación del comportamiento de una línea con y sin conectores	28
4.19. Vista de los codos	28
4.20. Parámetros S del pliegue	29

4.21. Diagrama de radiación en $\phi = 0^\circ$ en directividad del array 2x2 con conectores para las tres frecuencias de interés	29
4.22. Comparativa de la radiación en $\phi = 0^\circ$ del array 2x2 con conectores vs sin conectores para la frecuencia central (25,875 GHz)	29
4.23. Campo eléctrico en array 2x2 con conectores	30
4.24. Esquema de los puertos del array 4x4	31
4.25. Adaptación del array 4x4	32
4.26. Acoplos del array 4x4	32
4.27. Diagramas de radiación en directividad del array 4x4	32
4.28. Relación Axial del array 4x4	33
4.29. RA en $\theta = 0$ (array 4x4)	33
4.30. Ganancia $\theta = 0$ (array 4x4)	33
4.31. Eficiencia (array 4x4)	33
4.32. Diagrama de radiación 3D del array 4x4	33
4.33. Vista del array 4x4 con conectores	34
4.34. Detalle de conexiones del array 4x4	35
4.35. Desfase de las líneas	35
4.36. Diagrama de radiación en $\phi = 0^\circ$ en directividad del array 4x4 con conectores para las tres frecuencias de interés	36
4.37. Comparativa de la radiación en $\phi = 0^\circ$ del array 4x4 con conectores vs sin conectores para la frecuencia central (25,875 GHz)	36
4.38. Divisor en T 1 a 2 canónico	36
4.39. Parámetros S del divisor 1 a 2	37
4.40. Divisor en T 1 a 4 canónico	37
4.41. Parámetros S del divisor 1 a 4	38
4.42. Divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura	38
4.43. Parámetros S de los divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura	39
4.44. Fase de los divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura	39
4.45. Esquema de puertos del array 8x8	40
4.46. Adaptación (array 8x8)	41
4.47. Acoplos (array 8x8)	41
4.48. Parámetros S activos (array 8x8)	42
4.49. Diagramas de radiación en directividad del array 8x8	42
4.50. Relación Axial del array 8x8	43
4.51. RA en $\theta = 0$ (array 8x8)	43
4.52. Ganancia $\theta = 0$ (array 8x8)	43
4.53. Eficiencia (array 8x8)	43
4.54. Diagrama de radiación 3D del array 8x8	44
4.55. Comparativa de radiación para diferentes sentidos de polarización (array 8x8)	44
5.1. Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = 0^\circ$ (array 4x4)	45
5.2. Diagrama de radiación 3D del array 4x4 con haz apuntado a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 30^\circ$	46
5.3. Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = -45^\circ$ (array 4x4)	46
5.4. Diagrama de radiación 3D del array 4x4 con haz apuntado a $\phi = -45^\circ$ y $\theta = 30^\circ$	47
5.5. Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = 0^\circ$ (array 8x8)	48
5.6. Diagrama de radiación 3D del array 8x8 con haz apuntado a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 40^\circ$	48
5.7. Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = -45^\circ$ (array 8x8)	49

5.8. Diagrama de radiación 3D del array 8x8 con haz apuntado a $\phi = -45^\circ$ y $\theta = 40^\circ$	49
C1. Campo Eléctrico en el parche (Fase 0°)	57
C2. Campo Eléctrico en el parche (Fase 90°)	57
C3. Campo Eléctrico en el parche (Fase 180°)	58
C4. Campo Eléctrico en el parche (Fase 270°)	58
C5. Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 0°)	59
C6. Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 90°)	59
C7. Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 180°)	60
C8. Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 270°)	60
D9. Vista de archivo gerber de parches pasivos del array 2x2	61
D10. Vista de archivo gerber de parches activos del array 2x2	61
D11. Vista de archivo gerber del plano de masa del array 2x2	62
D12. Vista de archivo gerber de líneas microstrip del array 2x2	62
D13. Vista de archivo gerber de parches pasivos del array 4x4	63
D14. Vista de archivo gerber de parches activos del array 4x4	63
D15. Vista de archivo gerber del plano de masa del array 4x4	64
D16. Vista de archivo gerber de líneas microstrip del array 4x4	64
D17. Vista de archivo gerber de la posición de los agujeros del array 2x2	65
D18. Vista de archivo gerber de la posición de los agujeros del array 4x4	65
E19. Hoja 1 de especificaciones de conector <i>Mueller</i>	66
E20. Hoja 2 de especificaciones de conector <i>Mueller</i>	67

Índice de tablas

3.1. Especificaciones de la antena	11
3.2. Sustratos utilizados	12
3.3. Material Conductor	12
3.4. Dimensiones del parche	14
3.5. Valores obtenidos del parche para diferentes frecuencias de operación	17
4.1. Especificaciones de los arrays	21
4.2. Valores obtenidos del array 2x2 para diferentes frecuencias de operación	25
4.3. Valores obtenidos del array 4x4 para diferentes frecuencias de operación	34
4.4. Especificaciones de la antena	40
4.5. Valores obtenidos del array 8x8 para diferentes frecuencias de operación	44
5.1. Valores de apuntamiento del array 4x4	47
5.2. Valores de apuntamiento del array 8x8	49
6.1. Horas invertidas	55
6.2. Presupuesto económico	56

Lista de acrónimos

BFIC *Beamforming Integrated Circuit (Circuito Integrado para conformación del haz)*

IoT *Internet of Things (Internet de las cosas)*

IA *Inteligencia Artificial*

SDMA *Space Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División Espacial)*

RF *Radiofrecuencia*

dB *Decibelios*

dB_i *Decibelios respecto antena isotrópica*

TM *Transversal Magnético*

TE *Transversal Eléctrico*

TEM *Transversal Electromagnético*

FA *Factor de Array*

GHz *Giga Hercios*

BW *Band Width (Ancho de banda)*

HPBW *Half Power Beam Width (Ancho de haz a la mitad de potencia)*

SLL *Side Lobe Level (Valor de lóbulos secundarios)*

RA *Relación Axial*

CP *Copolar*

XP *Contrapolar*

LHCP *Left Hand Circular Polarization (Polarización Circular a Izquierdas)*

RHCP *Right Hand Circular Polarization (Polarización Circular a Derechas)*

EBG *Electromagnetic Band Gap*

XPD *Cross Polar Discrimination (Discriminación contrapolar)*

1. Introducción y objetivos

1.1. Introducción

En este trabajo se presenta el diseño de un array de antenas diseñado en tecnología *microstrip* con posibilidad de apuntamiento electrónico para comunicaciones móviles de última generación, en la banda de frecuencias milimétricas y con polarización circular. El uso de estas bandas de alta frecuencia permite utilizar mayores anchos de banda que los utilizados en generaciones de comunicaciones móviles pasadas, lo que se traduce en una mayor tasa de datos [7]. Además, las antenas diseñadas para alta frecuencia tienen un tamaño reducido, lo que posibilita el diseño de *arrays* eléctricamente grandes, con alta directividad, pero físicamente pequeños.

En la actualidad las comunicaciones móviles están en pleno crecimiento y expansión. El nuevo estándar de comunicaciones 5G mejora y amplía las posibilidades de conexión, ofreciendo una mayor velocidad así como una menor latencia. Además, el 5G proporciona una mayor densidad de conexiones, lo que significa que más dispositivos pueden conectarse simultáneamente sin degradar la calidad del servicio. Esto abre nuevas oportunidades para aplicaciones que requieren altas prestaciones. Entre estas aplicaciones se encuentra la industria 4.0, que integra nuevas tecnologías como el IoT o la IA en los procesos industriales, los vehículos conectados, que dependen de comunicaciones con baja latencia o las *Smart Cities*, que utilizan redes de sensores conectados para gestionar de forma eficiente los recursos urbanos y mejorar la calidad de vida de la población [8].

A diferencia de las antenas en uso en la red de comunicaciones celulares actual, la antena diseñada tendrá un haz de tipo pincel. Mediante la introducción de un desfase progresivo en los elementos que componen el *array*, se consigue el desapuntamiento del haz. Esto permite focalizar el haz a posiciones del espacio concretas, lo que permite el Acceso Múltiple por Multiplexación de Espacio (SDMA). Esta técnica permite compartir el mismo espectro por múltiples usuarios mediante la focalización del haz a diferentes direcciones. Esto se traduce en un uso más eficiente del espectro y de la potencia, ya que evita la radiación en direcciones indeseadas, concentrando la energía sólo donde es necesario.

El trabajo se enmarca dentro del proyecto *Disradio*, en el que el Grupo de Radiación colabora. Se trata de un proyecto cuyo objetivo es el desarrollo de tecnologías radio disruptivas para proporcionar servicios avanzados de quinta y sexta generación (5G y 6G) [9]. En concreto, este trabajo se centra en el subproyecto de desarrollo de sistemas radiantes y subsistemas de RF reconfigurables.

Para conseguir el desfase progresivo entre elementos, existen variedad de Circuitos Integrados de *Beamforming* comercializados con este propósito. Estos BFIC permiten el control de la fase pero también de la amplitud. Por lo tanto también se pueden realizar distribuciones de amplitud. El control preciso del desfase entre las señales de los distintos elementos es esencial para lograr el apuntamiento electrónico del haz. En este trabajo se propone el uso del circuito integrado *Renesas F5268*. Se trata de un circuito integrado de ocho salidas, de tamaño reducido, que se puede integrar en el elemento radiante. Este circuito integrado se caracteriza por ofrecer unas buenas prestaciones y su flexibilidad en cuanto a configuración, lo que lo convierte en una opción viable para este trabajo.

1.2. Objetivos

Este trabajo consiste en el diseño y optimización de un *array* de 64 elementos en la banda de frecuencias milimétricas, de 24,25 *GHz* a 27,5 *GHz*. Para llegar al diseño final, se propone un diseño escalonado, en el que se comienza con el diseño del elemento radiante. El diseño se realiza en tecnología *microstrip*. El elemento radiante está compuesto por dos parches apilados, para abarcar todo el ancho de banda (3,25 *GHz*). La alimentación se realiza por el parche inferior, en el que hay dos puntos de alimentación, para dotarlo de polarización circular. Una vez optimizado el elemento radiante, se diseñarán *arrays* de 2x2, 4x4 y 8x8 elementos, para validar su funcionamiento. Se incluirán conectores en los diseños para la futura fabricación de prototipos.

Por tanto, los tres objetivos principales de este trabajo son: el diseño del *array*, la validación de su funcionamiento y el diseño de prototipos.

El primer objetivo se divide en cuatro objetivos específicos:

- Diseñar elemento radiante individual.
- Diseñar *subarray* de 2x2 elementos.
- Diseñar *array* de 4x4 elementos.
- Diseñar *array* de 8x8 elementos.

A su vez, el segundo objetivo también se divide en varios sub-objetivos:

- Obtener nivel de adaptación por debajo de -10 dB.
- Obtener nivel de RA menor de 3 dB para el ángulo de apuntamiento.
- Obtener nivel de acoplo por debajo de -15 dB.

En cuanto al diseño de prototipos, se pretende incorporar conectores a los diseños para poder medirlos en cámara anecoica. Para los *arrays* de 2x2 y 4x4 elementos, se diseñarán prototipos con tantos conectores como número de puertos tenga la antena para así poder verificar niveles tanto de adaptación como de acoplo entre elementos. Para el *array* de 4x4 elementos se diseñará además un prototipo pensado para integrar en la parte trasera de la antena el BFIC *Renesas F5268*.

El diseño y simulación de la antena se llevará a cabo mediante el uso del software electromagnético comercial *CST Studio Suite*.

2. Estado del arte

2.1. Antenas en tecnología microstrip

Las antenas microstrip o antenas de parche son ampliamente usadas en las comunicaciones móviles así como en antenas satelitales, de aeronaves o en radares. Son muy versátiles, ya que dado su delgado grosor, son fáciles de disimular u ocultar en superficies planas. Además, tienen un bajo coste de fabricación, son ligeras y permiten una fácil integración con la red de alimentación en el caso de agrupaciones de parches. No obstante, esta tecnología presenta algunas limitaciones, como la baja eficiencia que presentan estas antenas, un ancho de banda relativo estrecho, o que no soportan una potencia alta.

2.1.1. Características

Estas antenas se componen de una superficie conductora de un grosor muy pequeño ($t \ll \lambda_0$), típicamente cobre, sobre un plano de masa y separados por un sustrato dieléctrico, típicamente $0,003 \leq \lambda_0 \leq 0,05$. La superficie conductora superior, llamada parche, puede tener diferentes formas: cuadrada, rectangular, circular, etc. (2.2) Para un parche cuadrado, el largo L del parche varía entre: $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$. Los materiales, dimensiones y grosor de estos componentes son parámetros de diseño, que afectan a la frecuencia de resonancia, eficiencia y ancho de banda de la antena. Son antenas resonantes, por tanto su ancho de banda es limitado. El ancho de banda se define como el rango de frecuencias en el que el parámetro de reflexión $S_{1,1}$ tiene un valor menor de -10 dB. En cuanto al sustrato, los valores de su constante dieléctrica se encuentran típicamente entre $2,2 < \epsilon_r < 12$. [1]

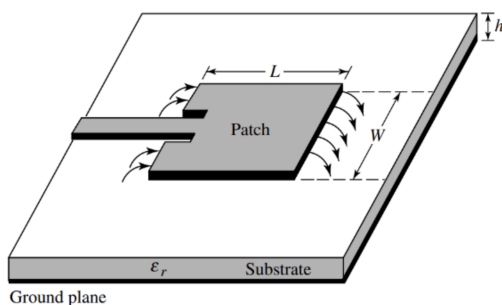


Figura 2.1: Parche impreso [1]

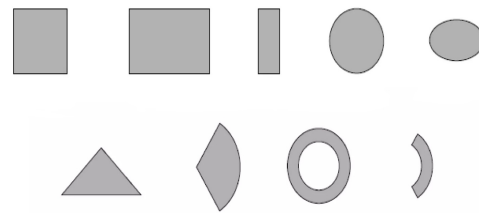


Figura 2.2: Formas de parches [1]

2.1.2. Alimentación

La alimentación de estas antenas se puede realizar de diferentes maneras. Las más típicas son alimentación por línea microstrip, por sonda coaxial, mediante acoplo por proximidad y por acoplo por ranura, como se pueden ver en la figura 2.3.

La alimentación con microstrip y con coaxial (2.3a y 2.3b) son las más sencillas de diseñar. Ambas formas de alimentación son fáciles de adaptar, modificando la posición del punto de alimentación. Sin embargo, presentan un ancho de banda estrecho, en especial la microstrip por tener un alto valor de radiación espurio.

Ambas formas de alimentación presentan asimetría, que generan modos de orden superior y aumentan la radiación contra-polar. La alimentación por acoplo (2.3c y 2.3d) reduce la radiación espurio. En el acoplo por proximidad, se introduce una línea microstrip entre dos sustratos. Permite obtener un mayor ancho de banda y los valores de radiación contrapolar son bajos. La adaptación se controla mediante la longitud de la microstrip entre los dos planos de sustrato. El acoplo por ranura es el más difícil de fabricar, pero presenta muy poca radiación espurio y valores de radiación contrapolar muy bajos. Se compone de dos sustratos dieléctricos separados por una plano de masa con una apertura y una microstrip en la parte de abajo del sustrato inferior. La adaptación se controla con las dimensiones de la apertura en el plano de masa. [1]-[10]

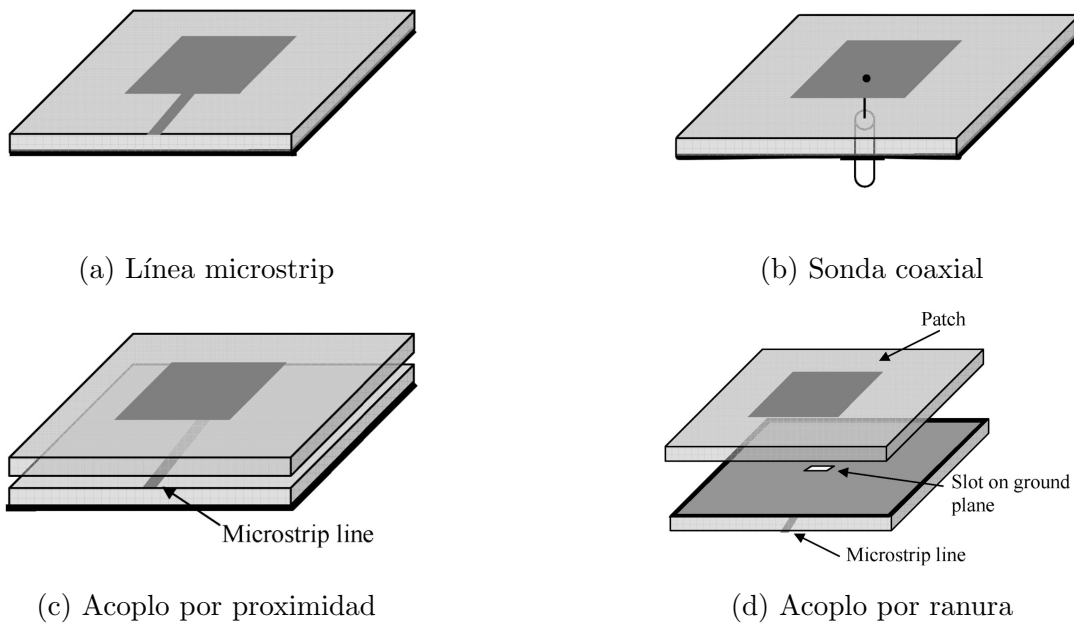


Figura 2.3: Formas de alimentación de antenas de parche impreso [2]

2.1.3. Diseño

El diseño de estas antenas depende de su forma. Se va a comentar el proceso de diseño para las dos formas más comunes, rectangulares y circulares.

Parche cuadrado

Para el diseño de estas antenas, se parte de la aproximación $L_{efectiva} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}}$. Posteriormente, se debe hacer un ajuste de la longitud ya que la longitud real del parche es menor que la efectiva. Esto ocurre por las ondas de campo eléctrico que se cierran más allá de los bordes del parche, que generan una capacidad parásita, modelada por ΔL . Se observa en la Figura 2.4. Tras unos cálculos se puede obtener la longitud del parche. Los pasos a seguir son: Calcular la constante dieléctrica efectiva, calcular la longitud ΔL y por último restársela a la aproximación $L_{efectiva} = \lambda_{parche}/2$.

$$\epsilon_{r,efect} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}} \quad (2.1)$$

$$L_{efect} = L + 2\Delta L \quad (2.2)$$

$$\Delta L = 0,412 \frac{(\varepsilon_{r,efect} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{r,efect} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad (2.3)$$

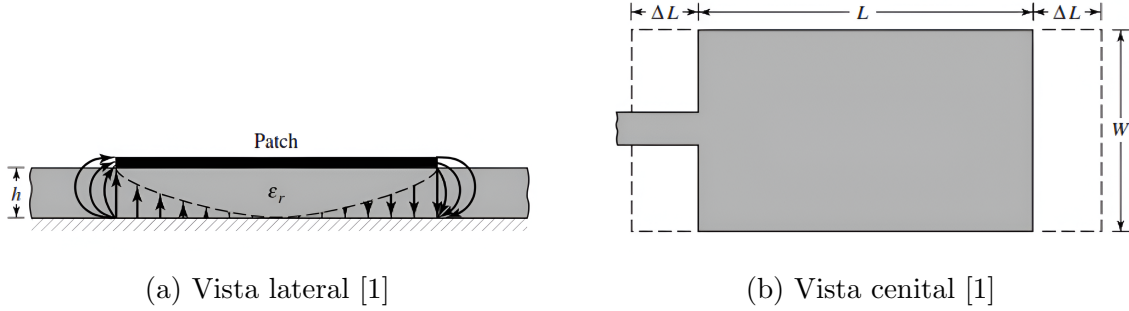


Figura 2.4: Longitudes física y efectiva del parche

Para calcular el punto de alimentación para obtener la impedancia vista deseada, se deben utilizar las siguientes ecuaciones:

$$R_{parche}(x = 0) = \frac{\eta_0 \lambda_0}{2\pi W \left(1 - \frac{1}{6} \left(\frac{\pi h}{\lambda_0}\right)^2\right)} \quad (2.4)$$

$$R_{parche}(x = x_0) = R_{parche}(x = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{L}\right) \quad (2.5)$$

Despejando x_0 de la ecuación (2.5), se obtiene la distancia desde el borde de la antena al punto de alimentación para obtener la impedancia deseada $R_{parche}(x = x_0)$:

$$x_0 = \frac{L}{\pi} \sqrt{\arccos \left(\frac{R_{parche}(x = x_0)}{R_{parche}(x = 0)}\right)} \quad (2.6)$$

Parche circular

En los parches circulares, el modo dominante es el TM_{11} , para el que su frecuencia de resonancia es:

$$(f_r)_{11} = \frac{1,8412 \cdot c_0}{2\pi a \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.7)$$

Esta ecuación no tiene en cuenta el margen por el que el parche es eléctricamente más grande que su dimensión física. Por eso, de forma análoga al parche rectangular, se calcula un radio efectivo:

$$a_{efect} = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h}\right) + 1,7726 \right]} \quad (2.8)$$

Y la frecuencia de resonancia del modo dominante TM_{11} para el radio efectivo es:

$$(f_r)_{11} = \frac{1,8412 \cdot c_0}{2\pi a_{\text{efect}} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.9)$$

Para calcular el radio del parche circular para la frecuencia de resonancia deseada, se utiliza la siguiente ecuación (2.10a y 2.10b), obtenida a partir de despejar a_{efect} de (2.9) y sustituirlo en (2.8):

$$a = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1,7726 \right]}} \quad (2.10a)$$

donde

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.10b)$$

En la ecuación (2.10a) h debe estar en cm.

2.2. Arrays de antenas

Los *arrays* de antenas son agrupaciones de elementos unidos por una red de alimentación. Son usados para sintetizar diagramas de radiación que no son posibles con un sólo elemento, ya que estos suelen tener un haz ancho. Los *arrays* incrementan la directividad del conjunto y además permiten el escaneo del haz. [11]-[3]

Según la disposición de los elementos, pueden ser lineales (1D), planos (2D) o conformados (3D).

Habitualmente, todos los elementos del *array* son del mismo tipo, por tanto es posible calcular la expresión del campo radiado por cada uno de ellos mediante la traslación del elemento radiante centrado en el eje de coordenadas, con corriente I_0 y campo radiado \vec{E}_0 . La diferencia entre el campo del elemento i -ésimo (\vec{E}_i) y el campo de la antena situada en el origen de coordenadas (\vec{E}_0) es un factor de fase debido al desplazamiento y un factor complejo debido al cambio de amplitud y fase de la corriente de alimentación:

$$\vec{E}_i(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \frac{I_i}{I_0} e^{jk\hat{r}\vec{r}_i} = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) A_i e^{jk\hat{r}\vec{r}_i} \quad (2.11a)$$

$$\hat{r} = \sin\theta \cdot \cos\phi \cdot \hat{x} + \sin\theta \cdot \sin\phi \cdot \hat{y} + \cos\theta \cdot \hat{z} \quad (2.11b)$$

Conociendo el campo radiado por cada uno de los elementos del *array*, se puede calcular el campo total radiado por la antena realizando el sumatorio de cada uno de los campos de los elementos individuales:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk\hat{r}\vec{r}_i} \quad (2.12)$$

En la expresión anterior (2.12) se observa que el campo total radiado por el *array* puede expresarse como el producto del campo radiado por la antena de referencia por un sumatorio que depende únicamente de la geometría y alimentación de los elementos. Este término se denomina Factor de Array (FA).

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk\hat{r}\vec{r}_i} \quad (2.13)$$

El Factor de Array depende exclusivamente de la variable compleja de alimentación, de la separación entre elementos y de la frecuencia. Es una herramienta muy útil ya que permite conocer el comportamiento de un *array* sin conocer el comportamiento de cada uno de sus elementos que lo componen, porque no depende del campo radiado por cada uno de ellos.

El diagrama de radiación es el producto del campo del elemento por el Factor de Array. La polarización del array dependerá únicamente de la polarización del elemento unitario. En agrupaciones grandes, el Factor de Array varía mucho más rápido que el campo \vec{E}_0 , por lo que el diagrama total se puede aproximar por el FA. [3]

2.3. Phased arrays

Modificando el valor complejo de la corriente de alimentación de cada elemento del *array* se puede modificar el ángulo θ de apuntamiento del máximo del diagrama de radiación, como se ve en la Figura 2.6, así como el valor de los lóbulos secundarios. [1]

Considerando un *array* lineal de elementos dispuestos a lo largo del eje Z con el primer elemento en el origen, con un desfase progresivo entre elementos α_i , el FA queda:

$$F_A(\theta) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{ji\Psi} \quad (2.14a)$$

donde

$$\Psi = k_0 d \cos\theta + \alpha \quad (2.14b)$$

Para representar el FA, se calcula el valor absoluto:

$$|F_A(\Psi)| = \left| \frac{\text{sen}\left(N\frac{\Psi}{2}\right)}{\text{sen}\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \right| \quad (2.15)$$

El ángulo θ de apuntamiento sólo puede tomar valores entre 0 y π . Por tanto Ψ tendrá el siguiente intervalo de variación, teniendo en cuenta (2.14b):

$$\Psi \in [-k_0 d + \alpha, k_0 d + \alpha] \quad (2.16)$$

La longitud del margen visible es de $2kd$ y está centrado en $\Psi = \alpha$. Por tanto, se puede obtener la dirección del espacio θ a la que apunta la antena, que se encuentra con el valor $\Psi = 0$ ya que es el máximo de radiación:

$$\theta = \arccos\left(\frac{-\alpha}{k_0 d}\right) \quad (2.17)$$

En la Figura 2.5 se puede ver cómo varía el margen visible según el valor de α .

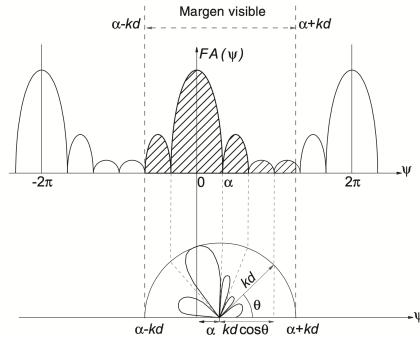


Figura 2.5: Representación del FA en coordenadas polares [3]

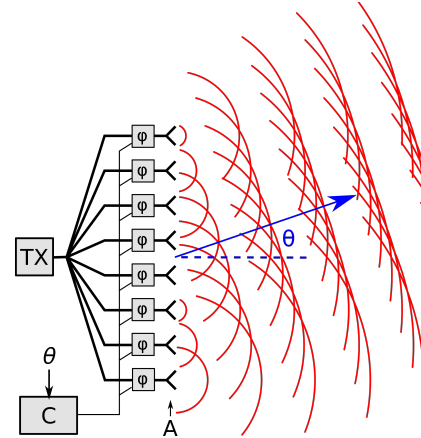


Figura 2.6: Desapuntamiento de un array [4]

Para un *array* plano de dos dimensiones, con elementos situados en el plano XY, las expresiones cambian ligeramente ya que el vector de posición \hat{r} ahora tiene las componentes \hat{x} e \hat{y} . En este caso el margen visible tiene dos variables auxiliares Ψ_x y Ψ_y . Además, para conocer el desfase progresivo que se debe introducir a los elementos del *array* ahora se debe sumar el correspondiente a cada plano: α_x y α_y .

$$\Psi_x = k_0 d_x \text{sen} \theta \cos \phi + \alpha_x \quad (2.18)$$

$$\Psi_y = k_0 d_y \text{sen} \theta \text{sen} \phi + \alpha_y \quad (2.19)$$

Igualando (2.18) y (2.19) a cero, que es donde se encuentra el máximo, se obtienen los desfases progresivos de ambos planos. Con esos valores se puede calcular la dirección de apuntamiento:

$$\theta_0 = \arcsen\left(\sqrt{\left(\frac{\alpha_x \lambda}{2\pi d_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y \lambda}{2\pi d_y}\right)^2}\right) \quad (2.20)$$

$$\phi_0 = \arctan\left(\frac{\alpha_y d_x}{\alpha_x d_y}\right) \quad (2.21)$$

Gracias a esta propiedad, se pueden diseñar antenas en las que la dirección de apuntamiento sea variable, mediante la introducción de un desfase progresivo en cada uno de los elementos, que será la suma de los desfases en cada plano.

Estos desfases pueden ser fijos, para el diseño de antenas que apuntan a una dirección concreta en todo momento. Sin embargo, suele ser más interesante el uso de desfasadores variables para poder desapuntar el *array* a diferentes direcciones según el instante

de tiempo. Para eso se pueden usar microchips diseñados específicamente para ello. Un ejemplo es el BFIC *Renesas F5268*. Se trata de un microcontrolador con ocho puertos en RF que permite controlar tanto el desfase progresivo de los elementos como la amplitud.

Un ejemplo de uso de un *phased array* se puede ver en el artículo del IEEE, *Evaluation of a Planar Reconfigurable Phased Array Antenna Driven by a Multi-Channel Beamforming Module at Ka Band*, en el que se utiliza un módulo desfasador para desapuntar el haz principal de un *array* en uno de los planos. [12]

2.4. Líneas de transmisión microstrip

Las líneas *microstrip* son ampliamente utilizadas en el diseño de antenas de parche, ya que son fáciles de integrar en el diseño. Las líneas están compuestas por un plano de masa, un sustrato dieléctrico y una línea de un cierto ancho w apoyada sobre el sustrato. Por encima de la línea hay aire.

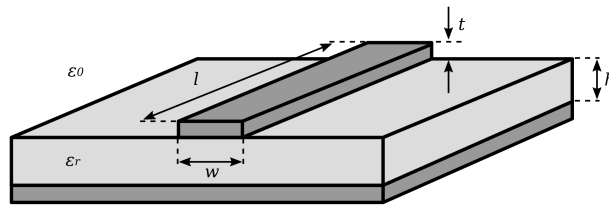


Figura 2.7: Línea microstrip [5]

Para el diseño hay que tener en cuenta, como se ha visto en la Sección 2.1, el uso de una constante dieléctrica efectiva $\varepsilon_{r,efect}$, por la misma razón explicada anteriormente.

El hecho de que se componga de un dieléctrico con aire por encima, complica el análisis de la *microstrip*. La mayor parte del campo se encuentra en la región del sustrato, pero parte también por encima. Esto hace que la línea *microstrip* no pueda tener un modo TEM, ya que la velocidad de fase en el aire ($y > h$) sería c_0 mientras que en el sustrato ($y < h$) sería $c_0/\sqrt{\varepsilon_{r,efect}}$, así que la condición de igualación de fases es imposible de cumplir. Por tanto se encuentran campos híbridos TM - TE, que en condiciones de $h \ll \lambda$, se comportan como *quasi-TEM*.

Dadas las dimensiones de la línea *microstrip*, la impedancia se puede calcular con la siguiente expresión, utilizando (2.1) [6]:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r,efect}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r,efect}} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]} & \text{para } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad (2.22)$$

Siendo W el ancho de la línea y h la altura del sustrato.

2.5. Redes de alimentación

Al conjunto de líneas de transmisión que distribuyen la señal a los elementos de un *array* se le denomina red de distribución.

Existen redes tipo serie, tipo paralelo o serie-paralelo, que es un híbrido de las anteriores.

El primero se basa en la unión de elementos de forma consecutiva a una misma línea de transmisión. Cuenta con un diseño compacto a costa de una distribución de fases inestable. El divisor paralelo se diseña a partir de circuitos divisores. La fase de cada señal se puede controlar con la longitud de cada rama.

Un circuito divisor ampliamente utilizado es el divisor en T, cuya potencia inyectada por el puerto 1 se divide de forma equivalente por los puertos 2 y 3, si está adaptado en impedancia. Un divisor en T cumple la siguiente ecuación:

$$\frac{P_2}{P_3} = \frac{Z_3}{Z_2} = r^2 \quad (2.23)$$

Y tiene la siguiente matriz de dispersión:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 1/\sqrt{1+r^2} & 1/\sqrt{1+r^2} \\ r/\sqrt{1+r^2} & 1/(1+r^2) & -r/(1+r^2) \\ 1/\sqrt{1+r^2} & -r/(1+r^2) & r^2/(1+r^2) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Para el diseño de los divisores en T en tecnología *microstrip*, se inserta un adaptador $\lambda/4$ para adaptar la impedancia de entrada, ya que la impedancia vista es alterada al incluir dos líneas en paralelo. Para el cálculo, se considera B (Figura 2.8a) despreciable.

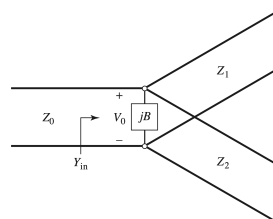
$$\frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (2.25a)$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (2.25b)$$

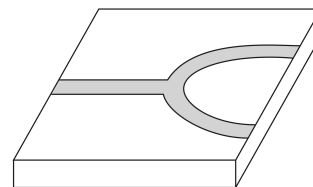
El parámetro fijo es Z_{in} , que estará fijado por el diseño. A partir de ese dato, se calcula Z_0 y se diseña una línea con una longitud $l = \lambda/4$ y un grosor tal que su impedancia sea Z_0 :

$$Z_{in}(\lambda/4) = \frac{Z_0^2}{Z_{eq}} \quad (2.26)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}(\lambda/4) \cdot Z_{eq}} \quad (2.27)$$



(a) Modelo ideal



(b) Divisor en T en microstrip

Figura 2.8: Divisor en T [6]

3. Diseño del elemento radiante

En este capítulo se detalla el diseño del elemento radiante. Se definirán los requisitos y especificaciones de la antena, así como la estructura de la misma. Por último, se presentan los resultados del diseño.

3.1. Descripción y especificaciones

En la tabla 3.1 se pueden ver las especificaciones del parche que se va a diseñar:

	Especificaciones
Banda de trabajo	24,25 - 27,5 GHz
Ancho de banda relativo	12,6 %
Polarización	Circular (LHCP o RHCP)
Adaptación	< -10 dB

Tabla 3.1: Especificaciones de la antena

Debido al ancho de banda requerido del 12,6 % (3,25 GHz), se necesita del uso de parches apilados para conseguirlo, ya que la tecnología de antenas *microstrip* proporciona normalmente un ancho de banda de entre el 2 % y 5 %. Se diseña cada parche para una frecuencia de resonancia diferente. Al solaparse ambas resonancias aumenta la banda de trabajo de la antena.

Para que el parche tenga polarización circular en el modo fundamental TM_{11} , se alimenta cada parche por dos puertos, separados entre sí con un ángulo de 90° . Además, la señal introducida a cada parche también deberá estar desfasada 90° [1].

3.2. Stack-up

Dado que el diseño de esta antena está pensado para una futura fabricación de prototipos, se ha diseñado el *stack-up* pensando en la integración del BFIC. Para ello se han incluido capas para señales de alimentación y señales de control del microcontrolador.

Se propone un diseño que se divide en tres partes: capas del elemento radiante, capas de alimentación y control y capa de red de alimentación mediante líneas *microstrip*:

- La primera parte incluye dos capas de sustrato junto con sus capas metálicas para los dos parches apilados. El diseño de este trabajo se centrará en estas capas.
- La segunda parte incluye dos capas metálicas, una para control y otra para alimentación del BFIC, separadas por sustrato entre ellas y por *prepreg* entre las otras dos partes.
- La última parte está compuesta por una capa metálica que actúa como plano de masa, *prepreg* y otra capa metálica de líneas *microstrip* para alimentación.

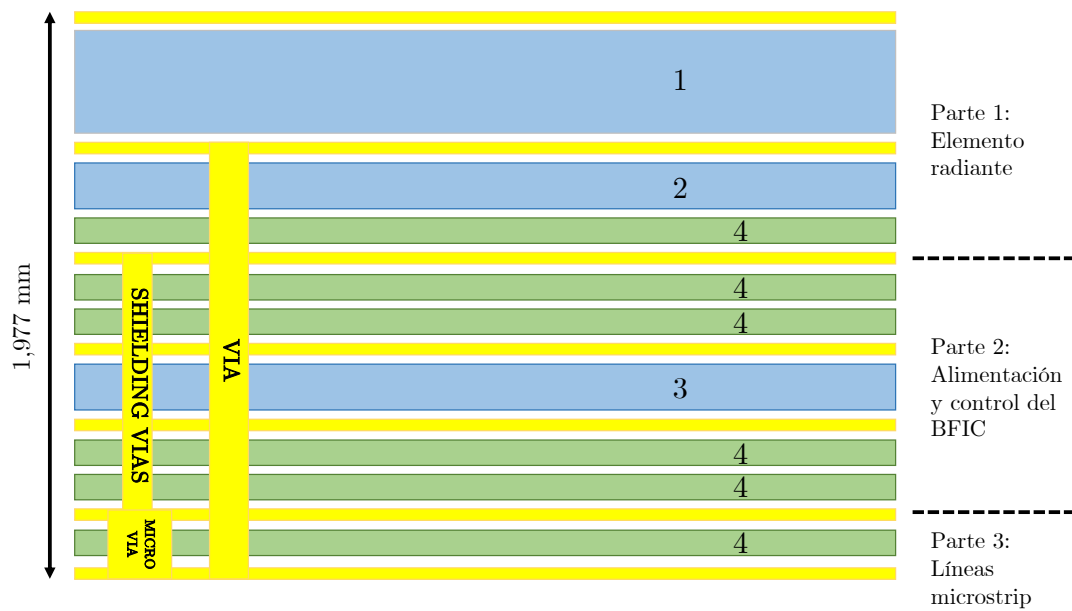


Figura 3.1: Stack-up

En las siguientes tabla se especifican los materiales utilizados en las diferentes capas de la antena: los sustratos (tabla 3.2) y el material conductor (tabla 3.3).

Identificador	Nombre	Grosor	ϵ_r	$\tan \delta$
1	ROGERS RO3006	0,64 mm	6,5	0,002 @ 10 GHz
2	ROGERS RO3006	0,25 mm	6,5	0,002 @ 10 GHz
3	Core I-Tera MT40	0,254 mm	3,36	0,0028 @ 20 GHz
4	Prepreg I-Tera MT40	0,119 mm	3,08	0,0021 @ 20 GHz

Tabla 3.2: Sustratos utilizados

Nombre	Grosor	Conductividad
Cobre Recocido (<i>Annealed Copper</i>)	0,017 mm	$5,8 \cdot 10^7$ S/m

Tabla 3.3: Material Conductor

3.3. Diseño del parche

3.3.1. Diseño de las líneas microstrip

La alimentación del parche se lleva a cabo mediante una sonda coaxial que atraviesa las capas de señales y alimentación, y líneas *microstrip* que llevan la señal desde la sonda coaxial a los extremos de la estructura, para su futura integración con conectores.

Se diseña una línea *microstrip* de impedancia 50Ω , para que esté adaptada a los conectores. Para el diseño se hace uso de la macro de cálculo de impedancias de *CST Studio*

Suite, que se muestra en la Figura 3.2. Para el sustrato utilizado Prepreg I-Tera MT40 de 0,119 mm de grosor y $\epsilon_r = 3,08$ se obtiene un valor próximo a 50Ω con un ancho de línea de 0,27 mm.

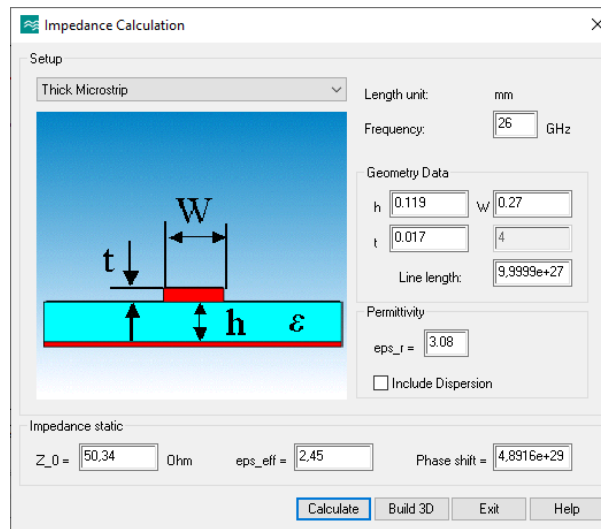


Figura 3.2: Cálculo de la anchura de la línea de 50Ω

3.3.2. Diseño del parche

El elemento radiante tiene forma circular y su alimentación se realiza por sonda coaxial. Los parámetros de diseño son: el radio de los parches, la distancia del punto de alimentación al centro del parche, el número de vías de aislamiento que rodean a la vía de alimentación, la distancia de dichas vías a la de alimentación y el ancho de las aperturas en las capas conductoras. En la Figura 3.3 se muestra una vista 3D del diseño del parche individual de la antena, en la que se ve el interior de las capas.

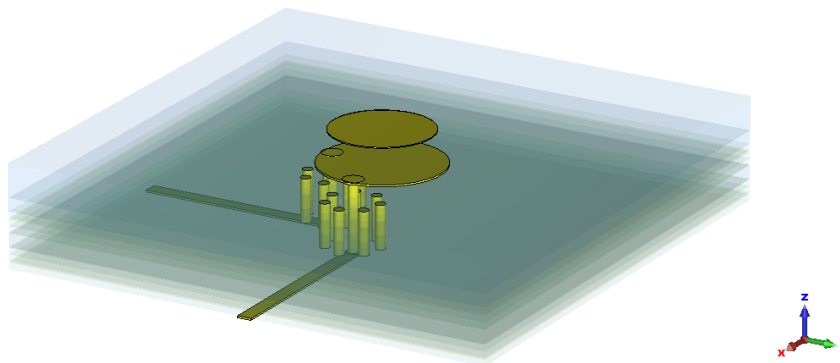


Figura 3.3: Vista de la alimentación del parche

Previo al diseño en CST, se ha realizado una primera aproximación de las dimensiones de ambos parches resolviendo las ecuaciones (2.10a) y (2.10b).

Es importante situar las vías de alimentación en el punto correcto, ya que la distancia del punto de alimentación al centro del parche influye en la impedancia de entrada de la antena. En el punto central del parche, la impedancia es de 0Ω . Según se desplaza el punto de alimentación hacia el borde del parche la impedancia aumenta hasta su valor

máximo en el borde. En este caso se quiere buscar el punto en el que la impedancia vista de la antena sea de 50Ω , que es el valor estándar para dispositivos de RF.

Sin embargo, este parámetro no es el único que afecta a la impedancia. La distancia de las vías de aislamiento de la vía de alimentación también afecta a dicha impedancia de la antena, ya que estas funcionan como un coaxial. Este tiene un radio interno, que coincide con el radio de la vía de alimentación (D_{via}) y un radio externo que se controla con el parámetro d_{via} . Teniendo esto en cuenta, se ajustan los parámetros para obtener la mejor adaptación posible ($Z_{antena} = 50 \Omega$).

3.3.3. Resultados

Tras obtener las dimensiones teóricas, se realiza una primera simulación y se procede a optimizar los resultados. Para ello se ha seguido el siguiente procedimiento:

- Modificación del radio de los parches (D_{act} y D_{pas}): Cambiando estos parámetros se consigue ajustar la frecuencia de resonancia de cada parche. Aumentando el diámetro la frecuencia de resonancia baja y viceversa.
- Modificación de d_{alim} . Este parámetro cambia la impedancia de la antena. Observando la Carta de Smith, se ve si la antena tiene una impedancia de valor diferente al deseado de 50Ω . Aumentando el valor aumenta la impedancia y reduciéndolo se hace más pequeña.
- Modificación de d_{vias} y N_{vias} . Estos parámetros también influyen en el valor de la impedancia. En combinación con d_{alim} , se buscan los valores que proporcionen una impedancia de 50Ω .

Se muestra la vista interior del parche con detalle de los parámetros en la en la Figura 3.4. La Tabla 3.4 presenta los valores utilizados:

Parámetro	Abrebiatura	Valor óptimo	Valor fabricable
Diámetro del parche activo	D_{act}	2,38 mm	2,34 mm
Diámetro del parche pasivo	D_{pas}	1,96 mm	1,96 mm
Distancia punto alimentación	d_{alim}	0,7 mm	1,02 mm
Distancia vías a alimentación	d_{vias}	0,41 mm	0,52 mm
Diámetro de las vías	D_{via}	0,2 mm	0,2 mm
Diámetro del pad	D_{pad}	0,4 mm	0,4 mm
Número de vías	N_{vias}	7	7

Tabla 3.4: Dimensiones del parche

Tras la optimización del elemento radiante, se ha decidido escoger dos buenos resultados, el óptimo y el fabricable. El primero de ellos tiene el menor valor de adaptación encontrado, cumpliendo con creces con el ancho de banda requerido. Se observan de forma clara dos picos de mínima reflexión (-37dB) correspondientes a cada uno de los parches, el activo y el pasivo. El problema de este resultado es que no cumple los parámetros de fabricación de la empresa *LabCircuits* [13]. Es por esto que se decide modificar los parámetros necesarios para simular un prototipo fabricable, en el que se obtienen unos resultados también muy

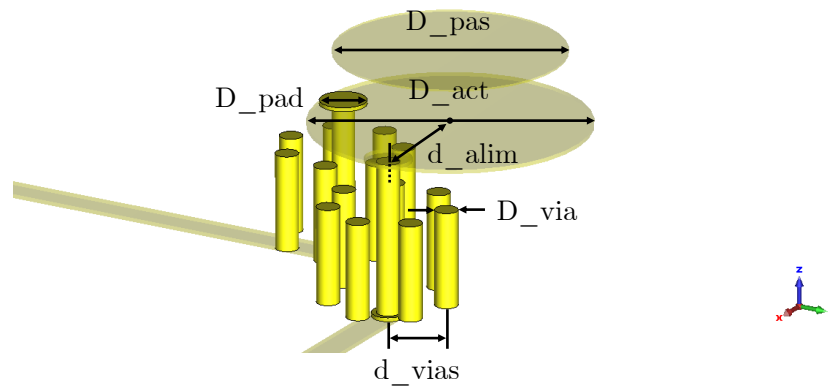


Figura 3.4: Detalle de las dimensiones de la estructura del parche

buenos, pero con un ancho de banda ligeramente menor y una adaptación menos constante, aunque siempre por debajo de los -20 dB. Se observa también en la Carta de Smith el lazo generado alrededor de 1, lo que significa una impedancia muy cercana a 50Ω en las frecuencias centrales de la banda. Los resultados se pueden observar en la Figura 3.5. En las figuras sólo se muestra el parámetro de reflexión del puerto uno ($S_{1,1}$) ya que la estructura es simétrica a la vista de los puertos, por tanto la adaptación del puerto dos es idéntica a la del puerto uno. Lo mismo sucede con el acoplo $S_{1,2}$.

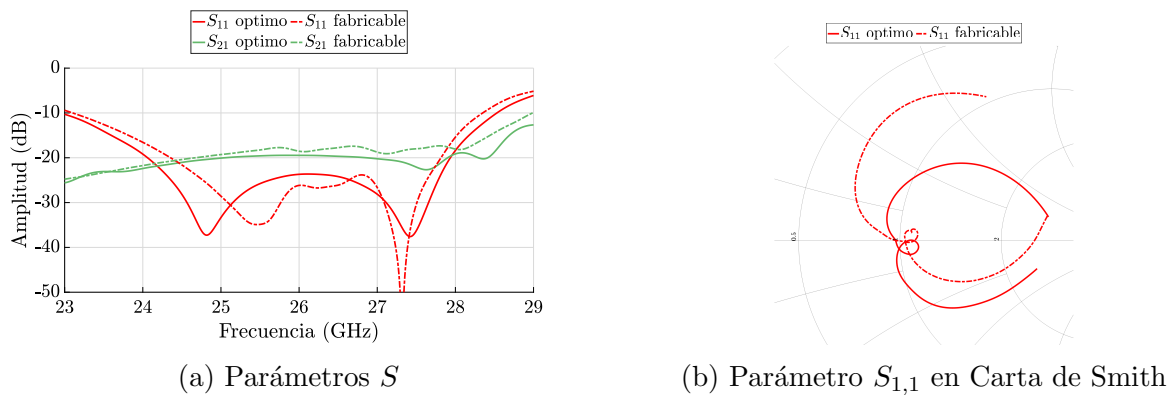


Figura 3.5: Resultados de simulación del parche simple

Como el objetivo es diseñar un prototipo y que pueda ser medido, a partir de ahora todos los resultados que se muestran son del diseño fabricable. El diagrama de radiación y la relación axial del parche con polarización circular a izquierdas se puede observar en las Figuras 3.6 y 3.7. Todos los resultados mostrados se realizan para LHCP.

Los resultados obtenidos coinciden con lo esperado teóricamente para una antena de esta tecnología, tanto la ganancia máxima como el ancho de haz. Los valores de la relación axial están por debajo de 3 dB en la dirección de apuntamiento de la antena ($\theta = 0^\circ$) y en un ancho de haz de $\sim 50^\circ$. Las asimetrías que se observan tanto en el diagrama de radiación como en la relación axial están causadas por la asimetría de la antena en los planos mostrados, ya que sólo tiene alimentación en dos puntos del parche. En el siguiente capítulo se verá cómo mejoran estas asimetrías al conformar el *array* y proporcionar simetría a la estructura.

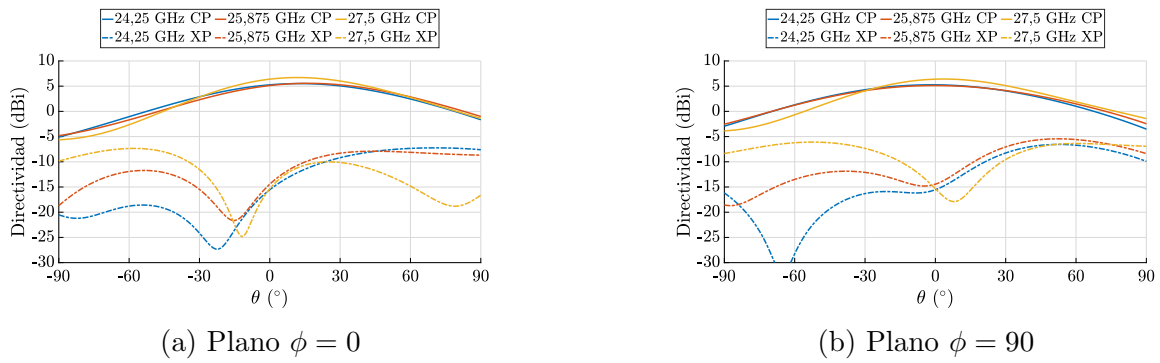


Figura 3.6: Diagramas de radiación en directividad del parche individual

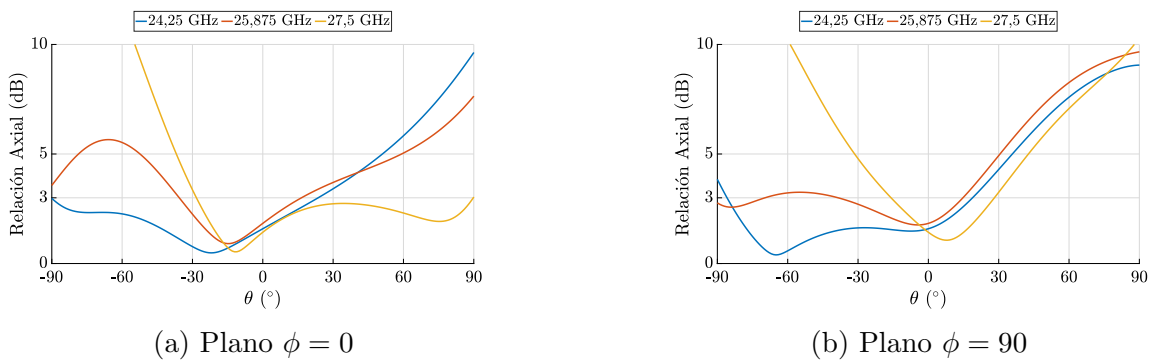


Figura 3.7: Relación Axial del parche individual

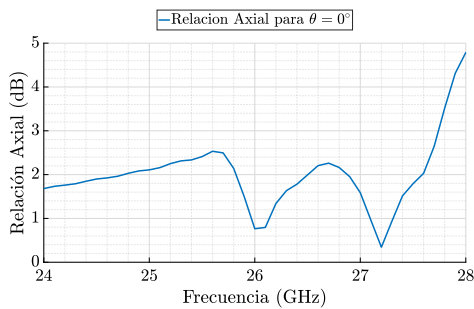


Figura 3.8: RA en $\theta = 0$ (parche)

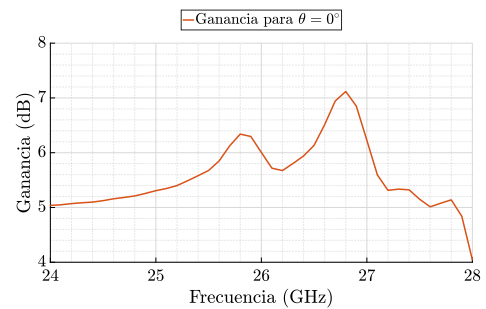


Figura 3.9: Ganancia en $\theta = 0$ (parche)

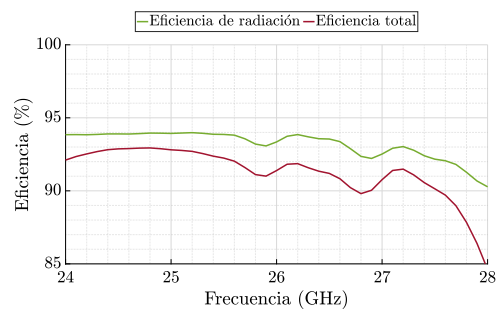


Figura 3.10: Eficiencia (parche)

Se obtiene una ganancia máxima de 7,1 dB (Figura 3.9). Tiene una variación en frecuencia ligeramente superior a lo deseado, causada por los acoplos. Entra dentro de lo esperado

para este diseño. En los siguientes capítulos se verá cómo con el *array* se obtienen mejores resultados.

Se presenta también la eficiencia de la antena (Figura 3.10). La eficiencia de radiación tiene en cuenta las pérdidas en los dieléctricos y en los conductores. La eficiencia total tiene en cuenta también las pérdidas por desadaptación. Los valores obtenidos son muy buenos, por encima del 89 % para la total.

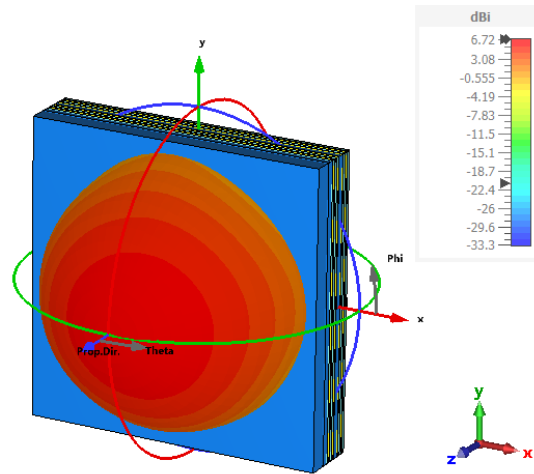


Figura 3.11: Diagrama de radiación 3D del parche

En la Figura 3.11 se muestra el diagrama de radiación en 3D del parche en la frecuencia central. Se observa para dicha frecuencia un nivel máximo de directividad de 6,72 dBi. Se aprecia también una ligera deformación del diagrama, con el máximo desplazado ligeramente hacia valores positivos de θ en $\phi = 0$.

Por último, en la Tabla 3.5 se muestra un resumen de los parámetros obtenidos en la simulación para la frecuencia inferior, central y superior de la banda de diseño.

		Frec. inferior	Frec. central	Frec. superior
Directividad		5,46 dBi	6,35 dBi	5,88 dBi
Ganancia IEEE		5,18 dB	5,95 dB	5,53 dB
Eficiencia de radiación		93,75 %	93,67 %	92,21 %
Eficiencia total		91,93 %	91,98 %	90,09 %
HPBW	Plano $\phi = 0^\circ$	99,4°	83,8°	100,4°
	Plano $\phi = 90^\circ$	108,6°	91,3°	102,9°

Tabla 3.5: Valores obtenidos del parche para diferentes frecuencias de operación

3.4. Estudio de tolerancias

Con el objetivo de estudiar los posibles efectos de imprecisiones en la fabricación futura de los prototipos, se realiza un estudio de tolerancias. Este estudio consiste en simular el parche alterando sus dimensiones ligeramente y analizar los resultados de adaptación. Deben mantenerse unos buenos valores para verificar que el prototipo es técnicamente viable. Se realizará el estudio cambiando las dimensiones del diámetro de ambos parches, tanto como para el activo como para el pasivo.

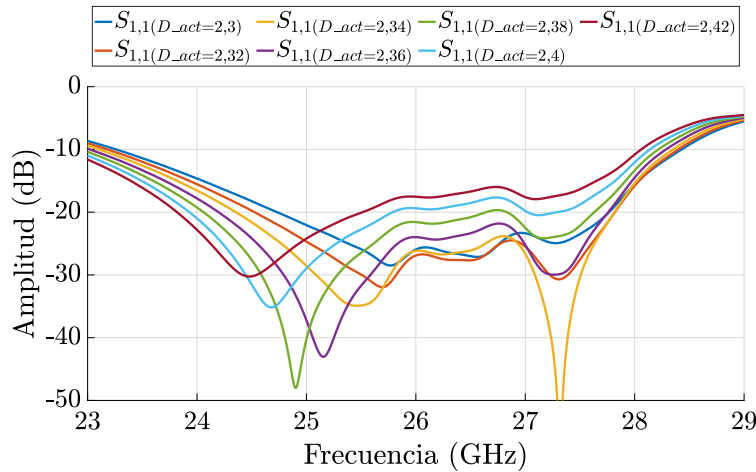


Figura 3.12: Estudio de tolerancias para D_{act}

En el estudio del parche activo (Figura 3.12) se muestra cómo con la dimensión elegida se obtiene la mejor adaptación. Otros valores más pequeños proporcionan una adaptación igualmente buena pero sin una primera resonancia tan marcada. Para valores de diámetro más grandes la adaptación del parche tiene valores más altos. Se puede observar cómo la resonancia a frecuencias más altas está producida por el parche pasivo, ya que tiene un diámetro menor. El cambio del tamaño del parche activo, además de desplazar la resonancia en frecuencia, cambia el valor de adaptación ya que el punto de alimentación se mantiene en la misma posición, lo que causa que la impedancia de la antena se modifique.

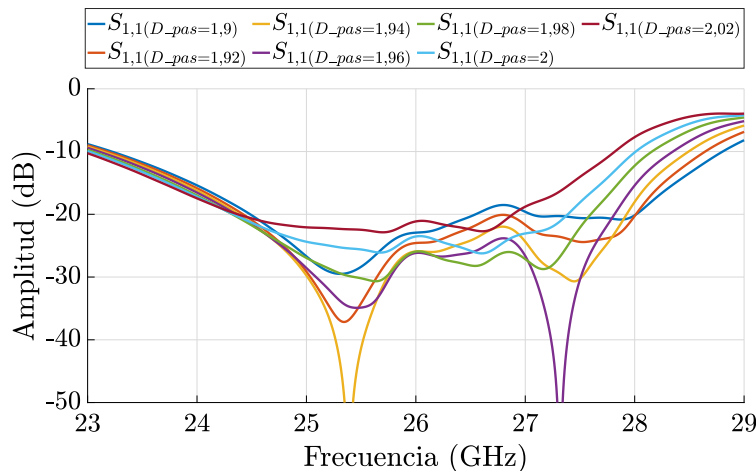


Figura 3.13: Estudio de tolerancias para D_{pas}

Con la modificación de las dimensiones del parche pasivo (Figura 3.13), se observa el desplazamiento en frecuencia de la resonancia en frecuencias más altas. El mejor valor obtenido es para el valor obtenido. De todas formas se siguen obteniendo unos buenos resultados para todos estos valores. Por tanto, en caso de imprecisiones en la fabricación, se obtendría una adaptación ligeramente diferente pero igualmente aceptable.

Por último, se realiza un estudio para el diámetro de las vías metalizadas del diseño. Estas se usan tanto para la alimentación del parche como para las vías que forman la pared exterior de la sonda coaxial. La empresa *LabCircuits*, donde se va a fabricar la antena, ofrece diferentes tipos de fabricación según el diámetro de las vías. En este caso, por el pequeño tamaño de la estructura, se han escogido vías de un diámetro de 0,2 mm. En su página web indican que el posible error es de +0,1 mm o -0,05 mm, por tanto hacemos simulaciones con esos valores para estudiar los cambios en la adaptación de los puertos.

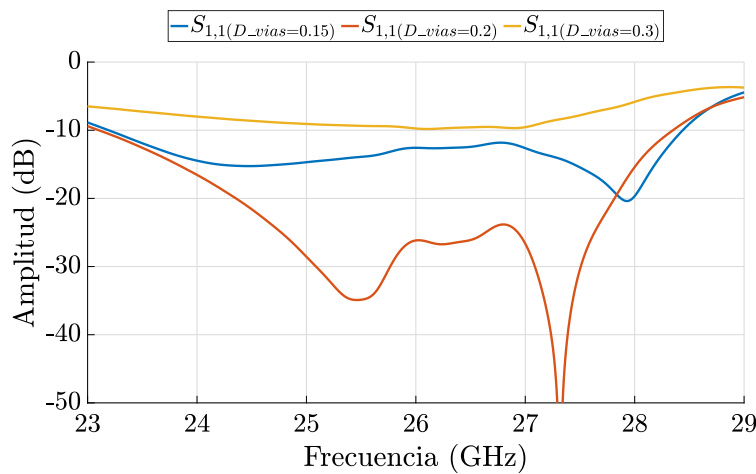


Figura 3.14: Estudio de tolerancias para D_{via}

En este caso, el aumento del diámetro por imprecisiones en el taladro de la estructura podrían empeorar considerablemente la adaptación del parche. En caso de reducirse el diámetro, el problema sería menor ya que se la adaptación se mantiene por debajo de -10 dB, como se puede observar en la Figura 3.14.

4. Diseño del array

En esta sección se detallará el diseño del *array*. El *array* completo está compuesto por 64 parches circulares, dispuestos en forma cuadrada, 8x8. Con el fin de llegar al diseño final de 8x8 elementos, se han diseñado *arrays* más pequeños de 2x2 y 4x4 elementos.

4.1. Análisis del array

Previo al diseño de la estructura del *array*, se va a estudiar el comportamiento esperado del mismo mediante el cálculo del Factor de Array, explicado en la Sección 2.2.

Se realiza el cálculo del FA para una separación de los elementos de $0,45 \cdot \lambda_0$ y una alimentación uniforme (4.1).

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M A_{mn} \cdot e^{j[m(kd_x \text{sen}\theta \cos\phi + \alpha_x) + n(kd_y \text{sen}\theta \text{sen}\phi + \alpha_y)]} \quad (4.1)$$

Después, se toma el campo radiado ideal del elemento individual, de forma cosenoidal. Por el principio de multiplicación de diagramas, el campo total radiado por el *array* es igual al FA multiplicado por el campo del elemento individual simulado anteriormente. Por último, mediante el uso de la herramienta *Array Factor* de CST, se calcula el diagrama del *array* con el campo radiado real del parche. Los resultados de este estudio se muestran en las Figuras 4.1, 4.2 y 4.3. El cálculo se ha realizada para la frecuencia central y en el corte $\phi = 0^\circ$. El estudio para el corte $\phi = 90^\circ$ es idéntico.

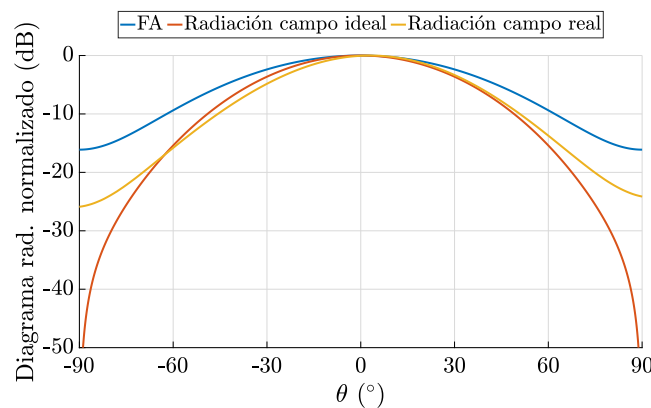


Figura 4.1: Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 2x2

El diagrama de radiación del *array* de 2x2 elementos tiene un ancho de haz a -3 dB de 54° . Para este cálculo no aparecen lóbulos secundarios en el diagrama.

En diagrama de radiación del *array* 4x4 aparecen lóbulos secundarios con un valor de -15,4 dB para el diagrama con campo real. El ancho de haz a -3 dB se reduce hasta los 29° . Se observa una pequeña diferencia entre el valor del lóbulo secundario en ángulos positivos con respecto a ángulos negativos. Esto es causado por la falta de simetría del diagrama del parche individual en el plano $\phi = 0^\circ$.

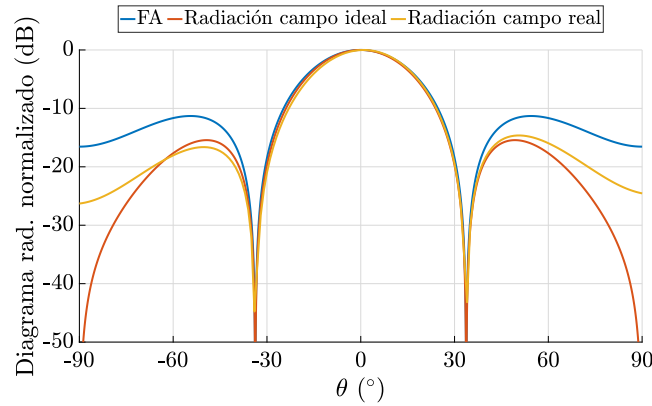


Figura 4.2: Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 4x4

En el *array* de 8x8, se consigue un ancho de haz a -3 dB de 14°. Como es de esperar, aparecen nulos de radiación en las posiciones 16°, 33° y 58° como dicta la expresión (4.2). Además, como $N \uparrow \uparrow$ el valor de los lóbulos secundarios es de -13,46 dB respecto del lóbulo principal.

$$\theta_i = \arccos\left(\frac{i\lambda}{Nd} - \frac{\alpha}{k_0d}\right) \quad (4.2)$$

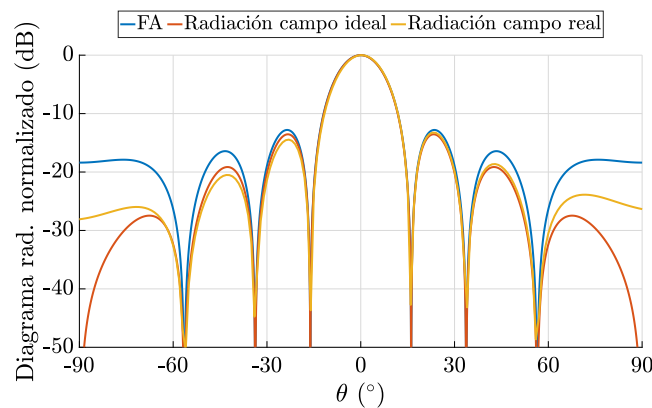


Figura 4.3: Comparativa de diagramas de radiación del Factor de Array 8x8

Es importante recalcar que los resultados aquí mostrados son sólo una aproximación del diagrama de radiación final del *array* de 8x8 elementos. En este cálculo no se han tenido en cuenta los acoplos entre los elementos. En las próximas secciones se estudiará el comportamiento real de los *arrays*.

	2x2	4x4	8x8
Ancho de haz a -3 dB	54°	29°	14°
SLL	-	-15,4 dB	-13,46 dB

Tabla 4.1: Especificaciones de los arrays

En la Tabla 4.1 se resumen las especificaciones de los tres *arrays* que se estudian.

4.2. Subarray 2x2

4.2.1. Subarray 2x2 sin conectores

El diseño del *subarray* cuadrado de cuatro elementos se realiza de tal forma que tenga simetría en dos planos, para ello se utiliza la técnica de rotación secuencial (Figura 4.4), que consiste en rotar el elemento radiante individual en pasos de 90° hasta obtener una estructura de cuatro elementos. De esta manera se mejora la pureza de la polarización circular así como la simetría del diagrama de radiación.

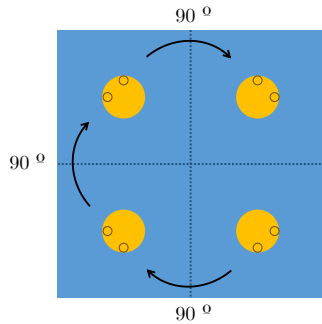


Figura 4.4: Rotación del parche

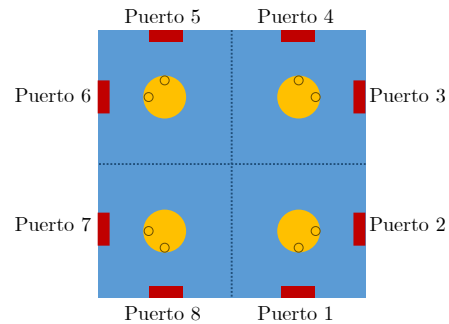


Figura 4.5: Esquema de puertos 2x2

Ahora, para obtener la polarización circular, se alimenta a cada par de puertos de cada lado con un desfase de 90° . De esta forma, los valores del desfase en grados para cada uno de los lados será $[0, 90, 180, 270]$, en el caso de polarización circular a izquierdas.

Una vez diseñado, se optimiza para encontrar el mejor valor de adaptación posible. En este caso se ha modificado el diámetro del parche activo a 2,38 mm. Es normal que la adaptación cambie ya que ahora la estructura completa está formada por cuatro elementos que tienen influencia entre ellos. En este caso, se sigue cumpliendo con el ancho de banda requerido, además de tener en toda la banda valores por debajo de -15 dB. Al contar ahora con ocho puertos, la adaptación sólo cambia ligeramente entre los puertos uno y dos de cada elemento, el resto de puertos tienen la misma adaptación por la simetría de la estructura. Por esta razón sólo se muestran el $S_{1,1}$ y el $S_{2,2}$.

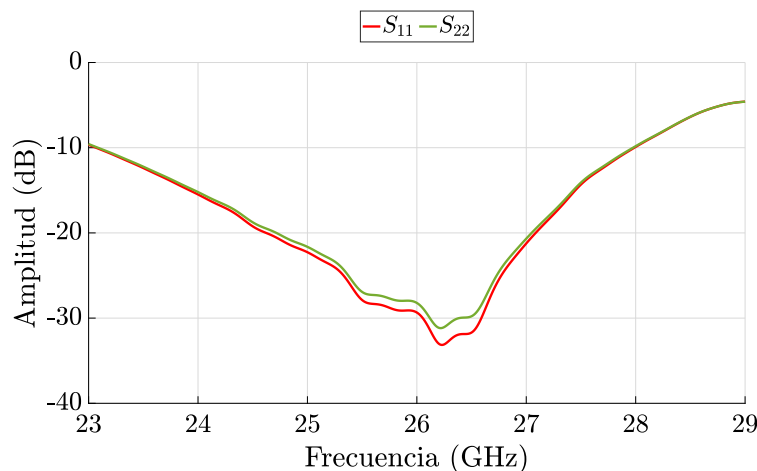


Figura 4.6: Adaptación del subarray 2x2

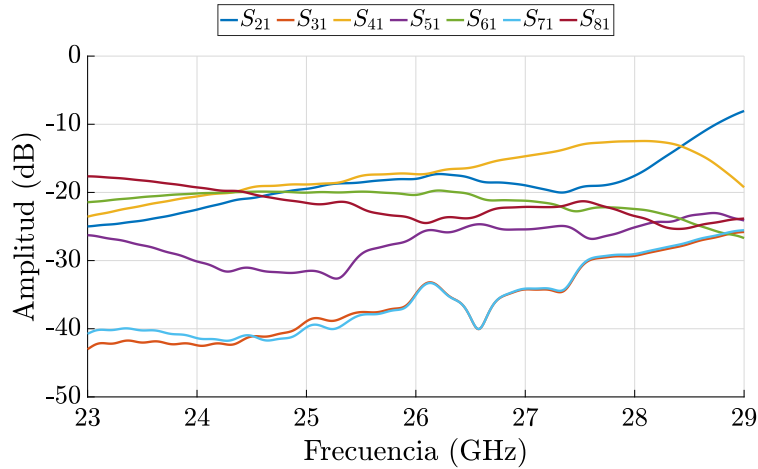


Figura 4.7: Acoplos del subarray 2x2

Los resultados de acoplos entre los elementos radiantes son buenos. Se obtiene un nivel por debajo de -12 dB en toda la banda. El acoplo más alto es el S_{41} , como es lógico, ya que el puerto cuatro está situado en el parche opuesto respecto a la línea de separación horizontal y en el mismo plano que donde está situado el puerto uno.

Los resultados obtenidos para esta estructura coinciden con lo esperado. Se ve una clara mejora de la forma del diagrama. Ahora el diagrama es simétrico, por eso coincide en los dos planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$.

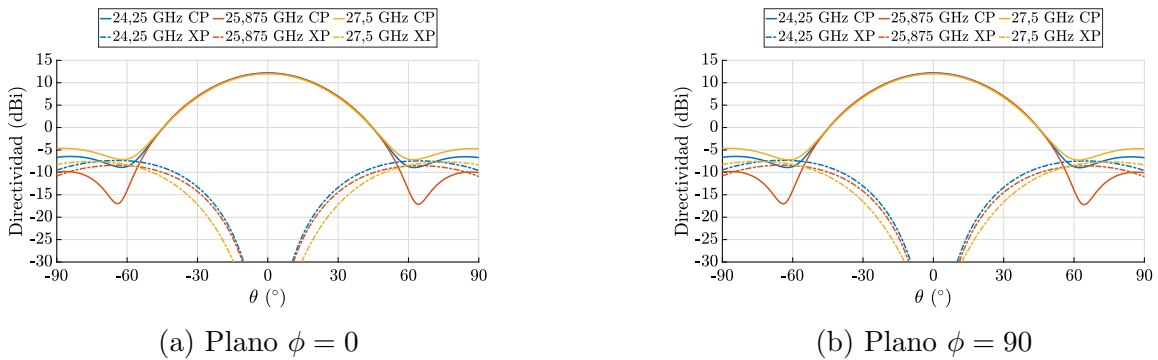


Figura 4.8: Diagramas de radiación en directividad del subarray 2x2

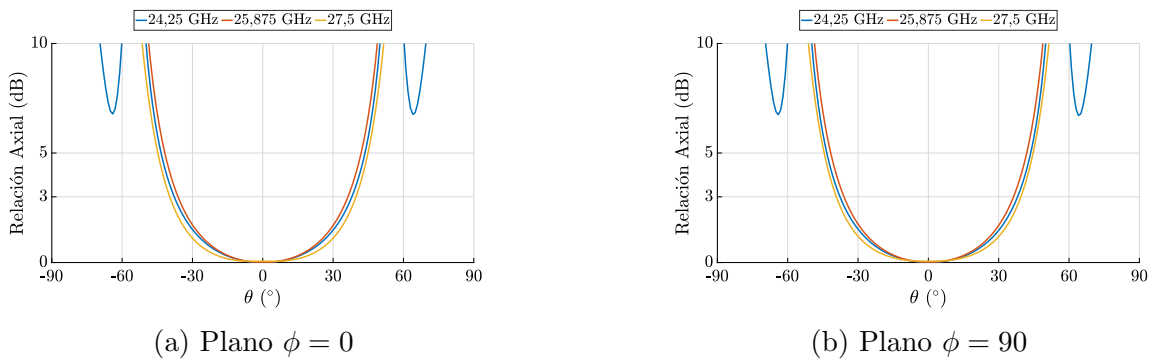


Figura 4.9: Relación Axial del subarray 2x2

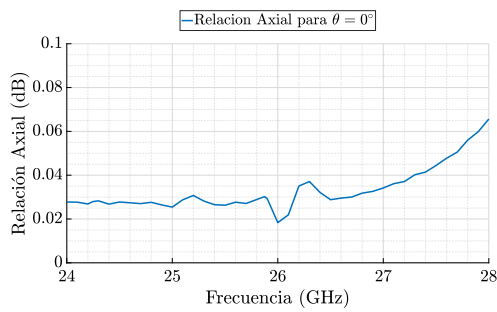


Figura 4.10: RA en $\theta = 0$ (array 2x2)

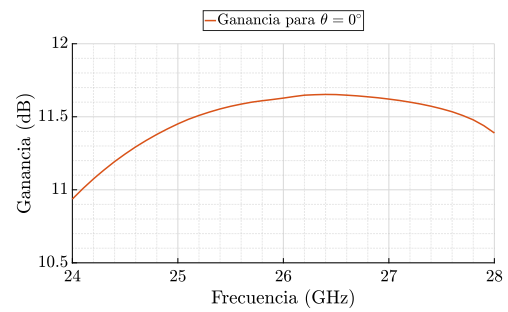


Figura 4.11: Ganancia $\theta = 0$ (array 2x2)

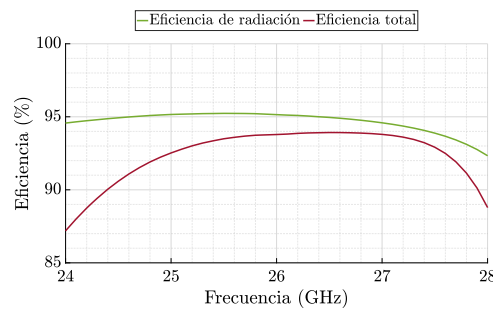


Figura 4.12: Eficiencia (array 2x2)

Esta estructura proporciona una polarización circular mucho más pura que la del elemento individual. Como se observa en la Figura 4.10, la relación axial es prácticamente 0 en toda la banda.

En cuanto a la ganancia, se obtiene un valor máximo de 11,65 dB en torno a la frecuencia central, lo que supone un incremento de 4,5 dB con respecto al parche individual.

La eficiencia obtenida (Figura 4.12) sigue manteniendo unos valores muy buenos para esta estructura, manteniendo un valor por encima del 90 % para la total y por encima del 94 % para la de radiación, en la banda deseada. La bajada de la eficiencia total en los extremos de la banda es causada por una peor adaptación en esas frecuencias.

Por último, en la Figura 4.13 se observa el diagrama de radiación en 3D. Aquí se ve la simetría de revolución del diagrama que proporciona el *array* por tener el mismo número de filas y de columnas. Cualquier corte de ϕ tiene la misma curva para el lóbulo principal.

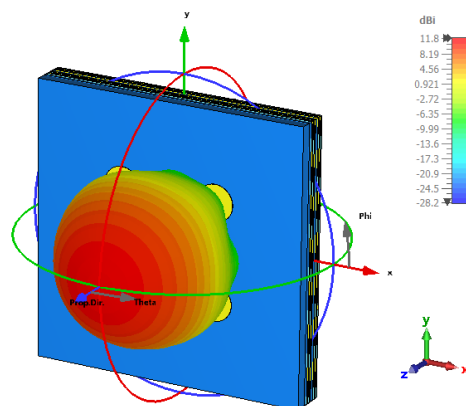


Figura 4.13: Diagrama de radiación 3D del array 2x2

		Frec. inferior	Frec. central	Frec. superior
Directividad		11,8 dBi	11,8 dBi	11,8 dBi
Ganancia IEEE		11,1 dB	11,6 dB	11,6 dB
Eficiencia de radiación		94,76 %	95,19 %	93,88 %
Eficiencia total		89,09 %	93,76 %	92,92 %
HPBW	Plano $\phi = 0^\circ$	46,2°	45,2°	45°
	Plano $\phi = 90^\circ$	46,2°	45,2°	45°
SLL	Plano $\phi = 0^\circ$	-22 dB	-18,7 dB	-17,3 dB
	Plano $\phi = 90^\circ$	-22 dB	-18,7 dB	-17,3 dB

Tabla 4.2: Valores obtenidos del array 2x2 para diferentes frecuencias de operación

En la Tabla 4.2 se muestran los resultados obtenidos para esta antena. En resumen, se ha obtenido un buen resultado como base para aumentar el número de elementos del *array*. Para un *array* con un número tan reducido de elementos se observa una diferencia notable entre los valores de SLL para diferentes frecuencias. Se espera que para estructuras mayores este valor se iguale para todas las frecuencias de la banda.

4.2.2. Subarray 2x2 con conectores SMA

Una vez diseñado y simulado el *subarray* de 2x2 elementos, se propone un diseño del mismo con conectores para su futura fabricación y medida. Se estudiará el efecto de los conectores, tanto en adaptación como en el diagrama de radiación.

Para la introducción de los conectores en el diseño, se debe agrandar el tamaño del plano de masa. Este se agrandará lo mínimo posible para reducir al máximo la aparición de rizado en el diagrama de radiación. Las ondas de superficie que se propagan por el sustrato de alta constante dieléctrica producen este efecto no deseado. También se deben incluir pliegues para poder conectar las líneas *microstrip* con los conectores. En este capítulo se verá cómo se optimizan la conexión y los pliegues.

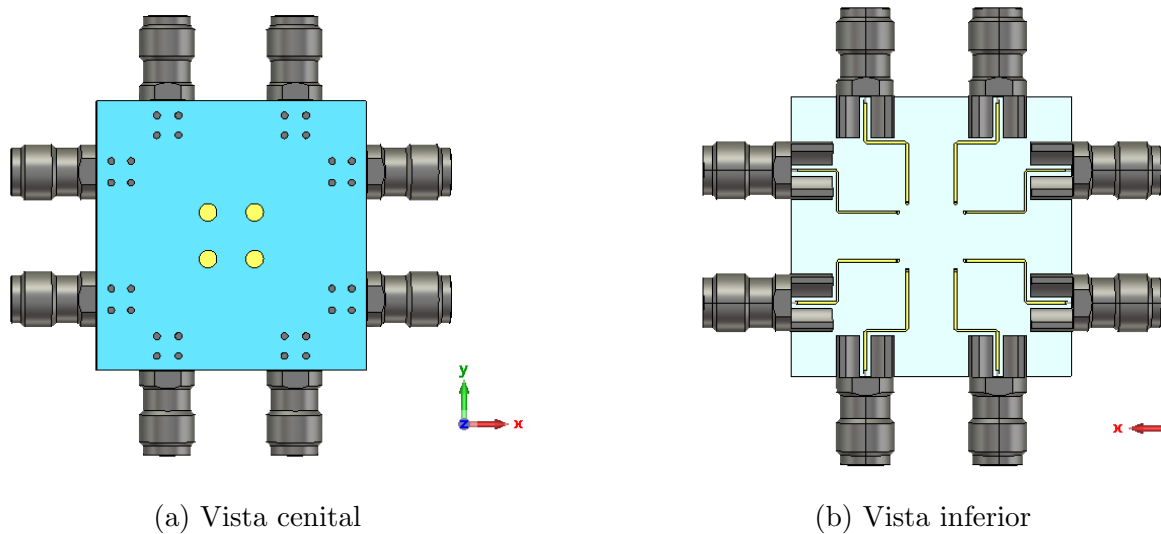


Figura 4.14: Vista del array 2x2 con conectores

Los conectores elegidos han sido los *Mueller BU-1420761881*, ya que funcionan en la banda requerida y tienen un tamaño bastante reducido, lo que permite mantener el tamaño de la estructura lo menor posible [14].

Para reducir al máximo la posible radiación causada por los conectores, se incluyen unas vías y una placa metálica que hace contacto con el conector para conectarlo a masa. Aunque en la Figura 4.15 dichas vías se muestran como parte del conector, estas deben ir integradas en el diseño de la estructura del *array*, para que sean fabricadas con el mismo proceso que el resto de vías de la estructura.

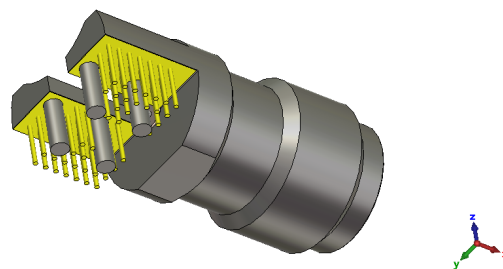


Figura 4.15: Vista del conector con vías a masa

Optimización de la transición *microstrip*-coaxial

Una vez diseñado el modelo de los conectores con las vías a masa, se realiza una simulación con dos conectores y una línea de transmisión (Figura 4.16) para optimizar la transición *microstrip*-coaxial. Es importante incluir una transición y optimizarla para mantener un buen valor de adaptación. Así se consigue que los conectores tengan el menor efecto posible en el comportamiento de la estructura diseñada anteriormente. El mejor comportamiento de la transición se ha encontrado para los valores $Angulo_transición = 85^\circ$ y $Ancho_transición = 0,08\text{ mm}$. Se diseña también una línea *microstrip* sencilla con dos puertos para poder comparar los resultados (Figura 4.17).

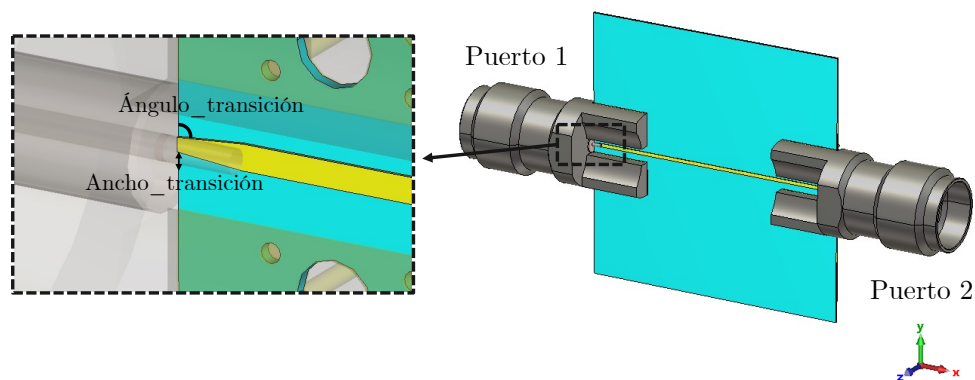


Figura 4.16: Vista de la línea con conectores y la transición

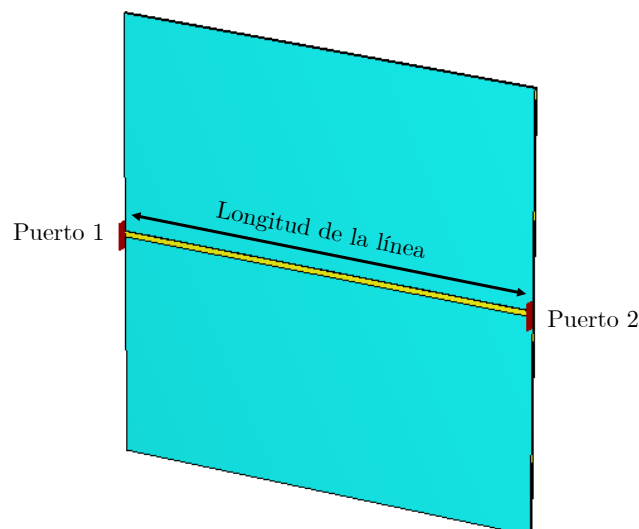


Figura 4.17: Vista de la línea terminada en puertos guía

En la Figura 4.18 se muestran los resultados de la simulación la línea terminada en puertos guía así como con conectores. Tas optimizar la transición, la adaptación se encuentra por debajo de -22 dB en toda la banda. Cabe destacar que esta no es la adaptación real

del conector, ya que en esta simulación hay reflexiones causadas por dos conectores. La adaptación real de un conector es 6 dB menor, por la suma en tensión de la reflexión del campo eléctrico de dos conectores idénticos. En la simulación de la línea *microstrip* sin conectores se conseguía una adaptación por debajo de -29 dB. En cuanto a la transmisión, los valores obtenidos para ambas simulaciones son similares. Estas pérdidas se obtienen para una longitud de línea de 20 mm.

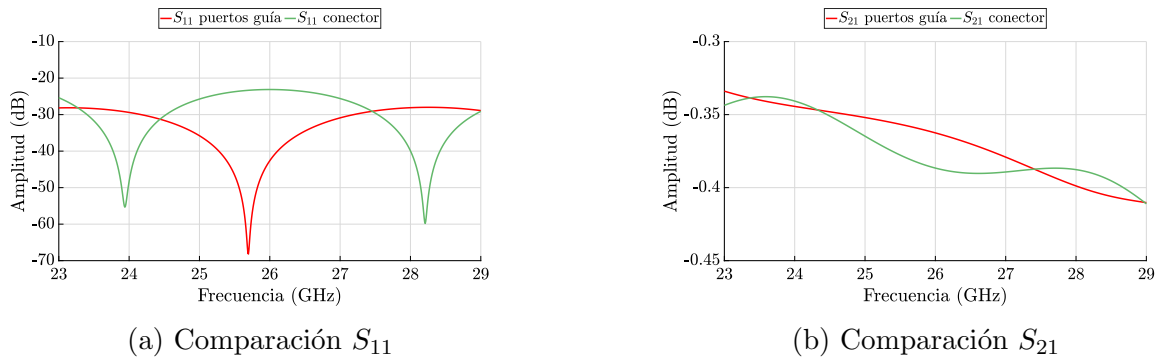


Figura 4.18: Comparación del comportamiento de una línea con y sin conectores

Optimización de los codos

Para poder llevar a cabo este diseño se deben introducir pliegues en las líneas *microstrip*. Estos pliegues introducen pérdidas, que se reducen aplicando un pequeño recorte en la esquina de la *microstrip*, llamado codo o chaflán (Figura 4.20). Para optimizarlos se ha modelado una línea *microstrip* con un pliegue y se ha simulado con diferentes valores de chaflán. El valor que ha mostrado unos mejores resultados ha sido $L_{chaflán} = 0,359\text{ mm}$.

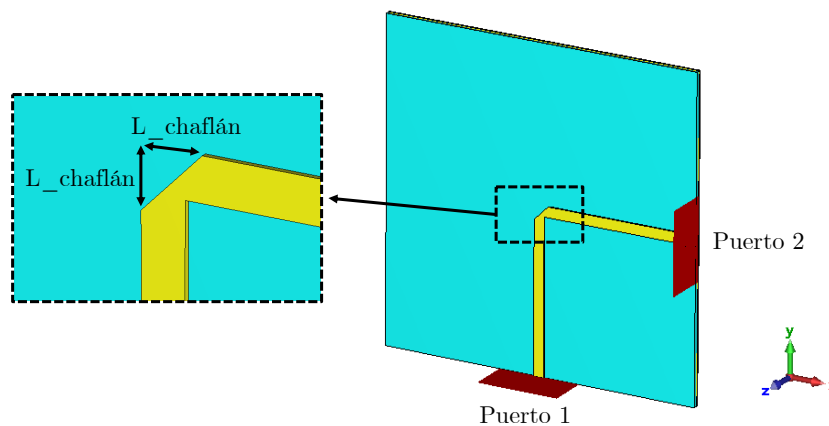


Figura 4.19: Vista de los codos

Con la introducción de codos optimizados, se ha conseguido una mejora de la adaptación de +25 dB y una ligera mejora de la transmisión para una misma longitud de línea. Como ya se ha explicado, es importante mantener una muy buena adaptación en cada uno de los elementos que componen la estructura para que cuando funcionen todos en conjunto la respuesta siga siendo buena.

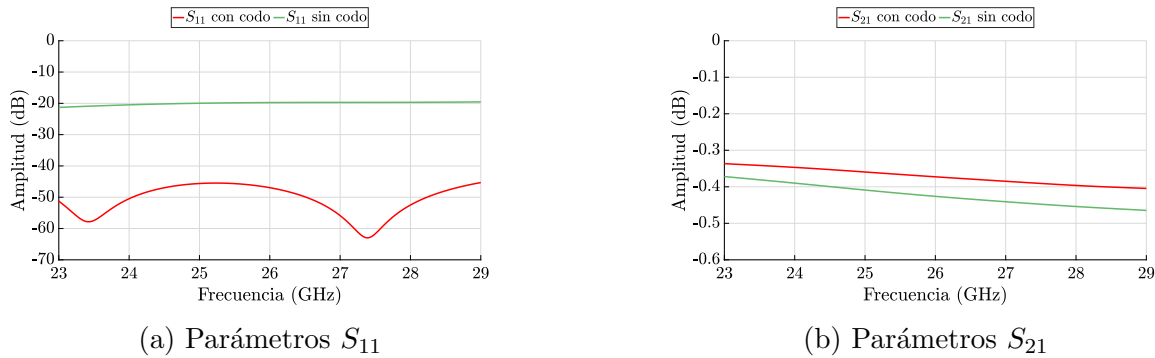


Figura 4.20: Parámetros S del pliegue

Resultados de radiación del array con conectores

Una vez diseñadas las transiciones y los codos en las líneas, se simula la estructura completa (Figura 4.14) para estudiar el efecto de los conectores y del agrandamiento del tamaño del plano de masa. En la Figura 4.21 se observa el diagrama de radiación de la antena. Observando el resultado obtenido se puede ver que el diagrama ha sido ligeramente alterado. Ha aparecido rizado en el diagrama de radiación para la frecuencia superior.

Otro efecto observado en los resultados es la reducción del valor máximo de directividad. En la estructura sin conectores se conseguían 12,2 dBi de directividad, sin embargo al introducir los conectores el valor cae hasta los 10,6 dBi. Esto es producido por el aumento de radiación espuria en direcciones no deseadas, causada por los conectores y por las líneas. Se puede ver como aumenta el valor de la componente contrapolar en ángulos próximos a $\theta = 0^\circ$ con respecto a la estructura sin conectores.

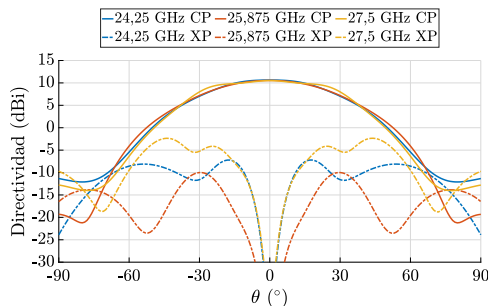


Figura 4.21: Diagrama de radiación en $\phi = 0^\circ$ en directividad del array 2x2 con conectores para las tres frecuencias de interés

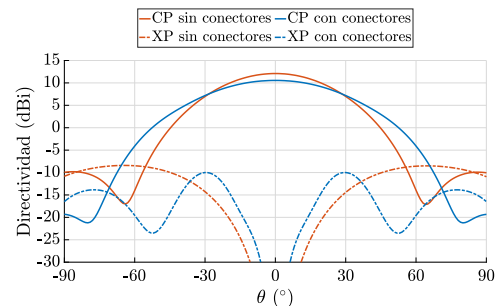


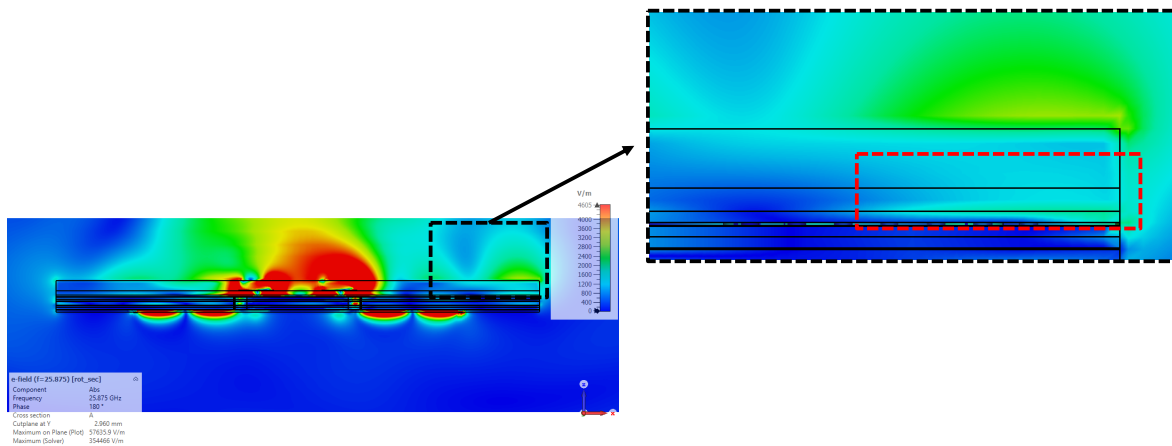
Figura 4.22: Comparativa de la radiación en $\phi = 0^\circ$ del array 2x2 con conectores vs sin conectores para la frecuencia central (25,875 GHz)

En la Figura 4.23a se muestra el corte $\phi = 0$ de la estructura, en la posición Y en la que se encuentra un par de parches. En el detalle, recuadrado en rojo se observa un valor alto del campo en la capa de sustrato *Prepreg I-Tera MT40* con identificador 4 (Tabla 3.2). El hecho de que la estructura se componga de varios sustratos, y en concreto dos de constante dieléctrica bastante diferentes (3,08 el *prepreg* respecto al *ROGERS RO3006* de constante dieléctrica de valor 6,5) hace que se confinen ondas de superficie por dicho sustrato, que son radiadas por los bordes de la estructura y afectan al campo radiado total. En esta figura se observa también como al tener un plano de masa grande, a parte

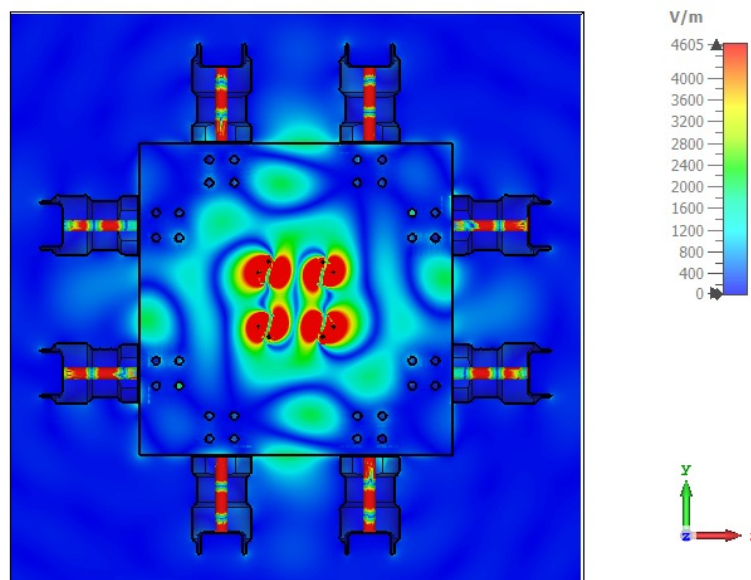
del valor máximo del campo en la parte central de la estructura aparecen otros picos con valores altos en la parte superior de la estructura a lo largo del plano.

Estos efectos son los que causan el rizado que ha aparecido en la en el diagrama de radiación y la disminución del valor máximo de la directividad (Figura 4.21).

En conclusión, aunque la radiación ha empeorado ligeramente los resultados siguen siendo buenos y es viable la fabricación y montaje con estos conectores como prototipo para medida.



(a) Campo eléctrico en corte $\phi = 0^\circ$



(b) Campo eléctrico en corte $\theta = 90^\circ$ (capa de prepreg)

Figura 4.23: Campo eléctrico en array 2x2 con conectores

4.3. Array 4x4

Ahora, se diseña el *array* de 16 elementos. En este caso, basta con unir cuatro *arrays* como el anterior. Ya no es necesario rotarlos como se hizo con los elementos individuales porque la estructura ya presenta simetría.

4.3.1. Array 4x4 sin conectores

Al igual que en la Sección 4.2, se comienza con un diseño sin conectores, para verificar los resultados de adaptación y de radiación.

El diseño se ha realizado mediante la unión de cuatro *subarrays* de 2x2 elementos. En la Figura 4.24 se muestra la configuración de los puertos para poder entender correctamente los resultados de acoplos que se muestran a continuación. La alimentación se realiza, al igual que en el diseño anterior, por líneas *microstrip* en la parte inferior del *array* que se conectan a una sonda coaxial que las une a cada parche pasivo.

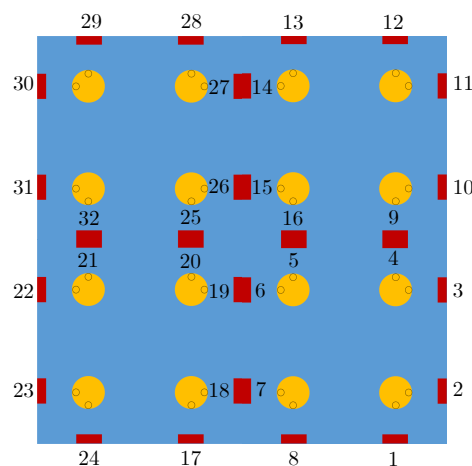


Figura 4.24: Esquema de los puertos del array 4x4

Tras el diseño, se procede a la simulación del *array* de 16 elementos y 32 puertos. Se ha visto que los mejores resultados se obtienen con los mismos valores que el *array* de 2x2 elementos. En la Figura 4.25 se muestra la adaptación de los ocho primeros puertos. El resto de puertos tienen la misma adaptación por la simetría de la estructura tanto en el eje Y como en el eje X. Se mantiene una buena adaptación, por debajo de -12 dB en toda la banda, llegando a picos de mínima reflexión (-24 dB el valor más alto) en las frecuencias centrales de la banda.

En la Figura 4.26 se muestran los resultados de los acoplos entre elementos. Sólo se muestran algunos para no entorpecer la visualización. Entre ellos el de menor valor ($S_{11,1}$) y el de mayor valor ($S_{4,1}$). Todos ellos se mantienen por debajo de -12 dB. El mayor acoplo se produce entre los puertos uno y cuatro, igual que antes. Si se observa el esquema de los puertos en la Figura 4.24, se ve que esos dos puertos están dispuestos uno enfrente del otro, con fase opuesta. Esto causa que se acople un alto valor de campo eléctrico. Lo mismo pasará con los puertos cinco y ocho, dos y siete, tres y seis, etc.

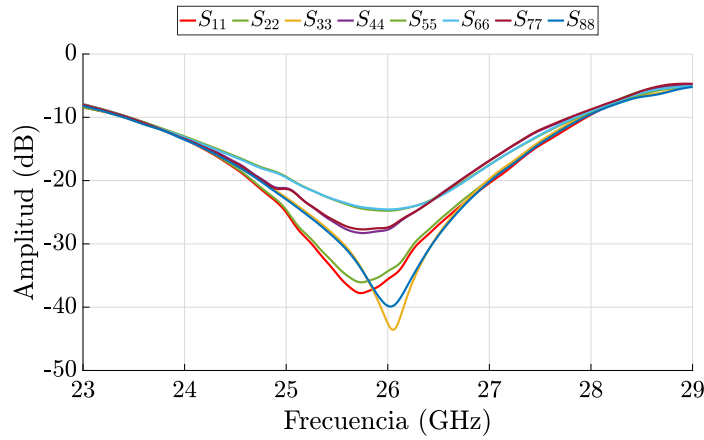


Figura 4.25: Adaptación del array 4x4

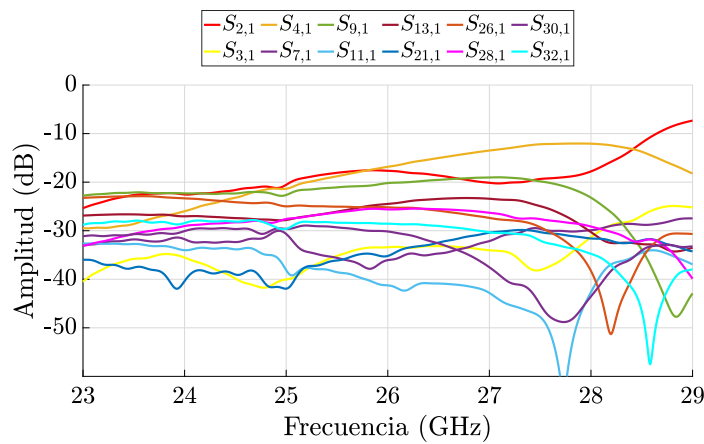


Figura 4.26: Acoplos del array 4x4

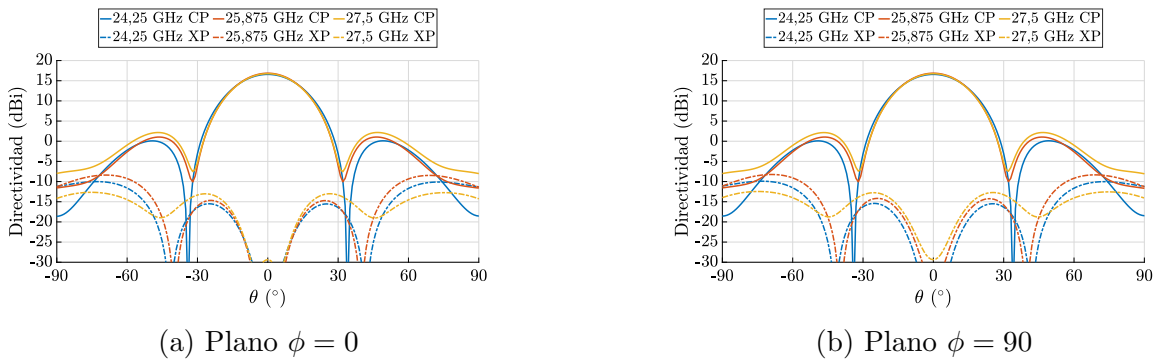


Figura 4.27: Diagramas de radiación en directividad del array 4x4

Al aumentar el número de elementos, se aprecia que el lóbulo principal de los diagramas de radiación para las tres frecuencias de interés se solapan casi por completo. Para este *array* se sigue manteniendo una buena simetría. Se obtiene, al igual que para el 2x2, un diagrama de radiación de tipo pincel. La relación XPD es muy buena en torno a valores cercanos a $\theta = 0^\circ$, de +45 dB.

La relación axial se sigue manteniendo en valores muy cercanos a cero para $\theta = 0^\circ$. La ganancia se mantiene bastante constante en toda la banda de interés.

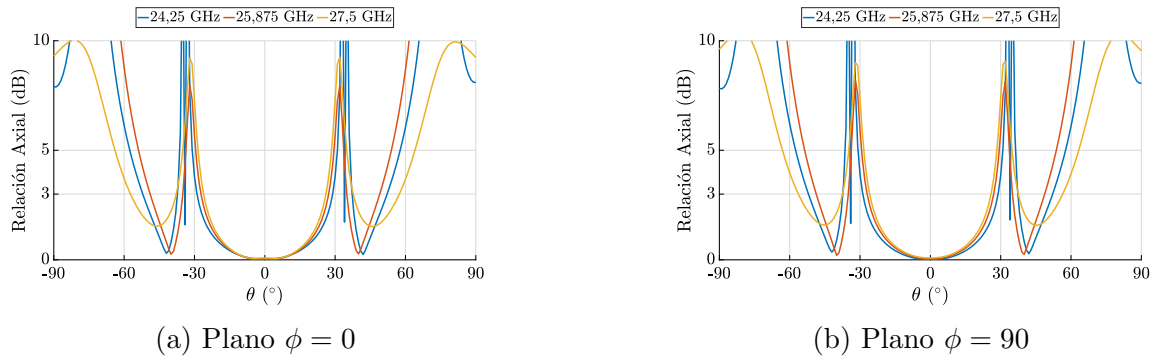


Figura 4.28: Relación Axial del array 4x4

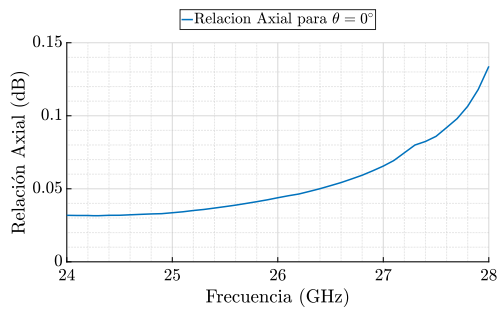
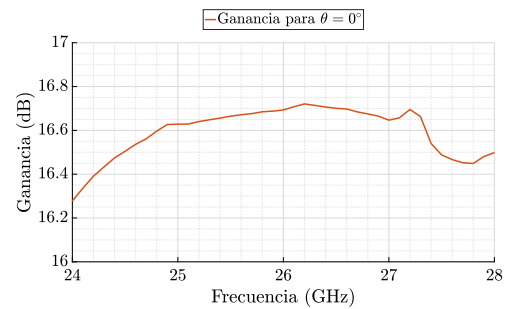
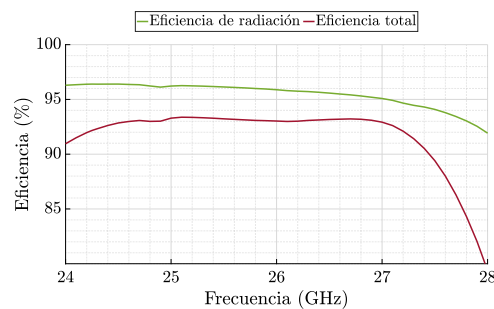
Figura 4.29: RA en $\theta = 0$ (array 4x4)Figura 4.30: Ganancia $\theta = 0$ (array 4x4)

Figura 4.31: Eficiencia (array 4x4)

Se obtiene además un buen valor de eficiencia. La eficiencia total se mantiene para toda la banda por encima del 90%, muy buen valor para antenas de tecnología *microstrip*.

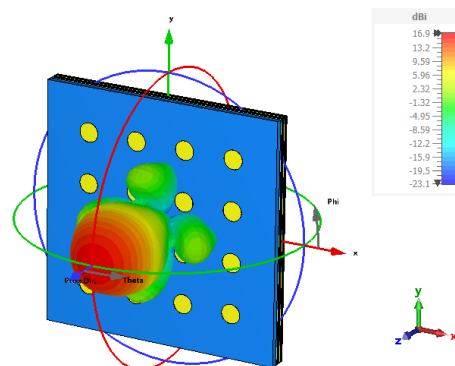


Figura 4.32: Diagrama de radiación 3D del array 4x4

		Frec. inferior	Frec. central	Frec. superior
Directividad		16, 6 dBi	16,9 dBi	16,8 dBi
Ganancia IEEE		16,4 dB	16,7 dB	16,5 dB
Eficiencia de radiación		96,39 %	95,96 %	94,08 %
Eficiencia total		92,16 %	93,06 %	89,4 %
HPBW	Plano $\phi = 0^\circ$	27,7°	26,4°	26,5°
	Plano $\phi = 90^\circ$	27,6°	26,4°	27,6°
SLL	Plano $\phi = 0^\circ$	-16,4 dB	-15,8 dB	-14,5 dB
	Plano $\phi = 90^\circ$	-16,4 dB	-15,8 dB	-14,5 dB

Tabla 4.3: Valores obtenidos del array 4x4 para diferentes frecuencias de operación

4.3.2. Array 4x4 con conectores SMA

Para este prototipo se diseña al igual que con el 2x2 la versión con conectores. En este caso es un poco más complejo que en la Sección 4.2.2. Ahora las líneas que conectan cada conector con el coaxial de la antena no tienen la misma forma, por lo que habrá que simularlas por separado para verificar que todas tienen la misma longitud y por tanto introducen el mismo desfase.

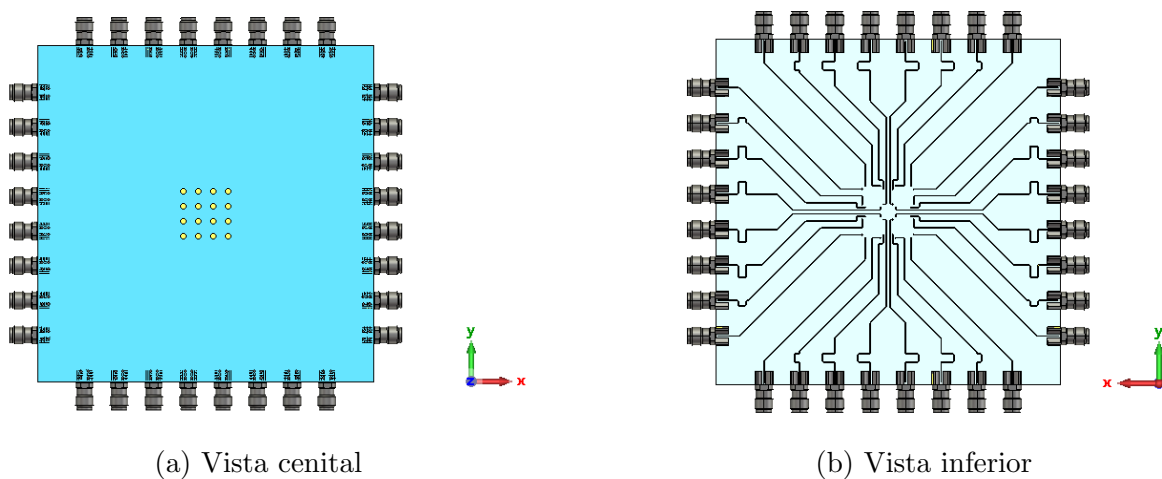


Figura 4.33: Vista del array 4x4 con conectores

Las conexiones se han realizado con una separación entre conectores de tal manera que el plano de masa fuese lo más pequeño posible.

Para que todas las líneas tengan la misma longitud se ha añadido un pequeño meandro. Para calcular la longitud se hizo una primera aproximación calculando la diferencia de distancia en CST. Sin embargo, trabajando en banda K, unas pocas décimas de milímetro introducen un gran desfase. Para igualar de forma precisa la longitud de todas las líneas se ha realizado una simulación aparte y se ha comparado la fase de cada una de ellas.

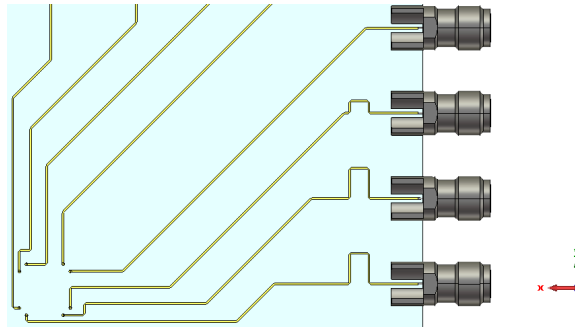
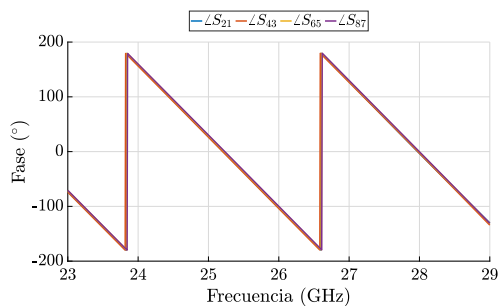


Figura 4.34: Detalle de conexiones del array 4x4

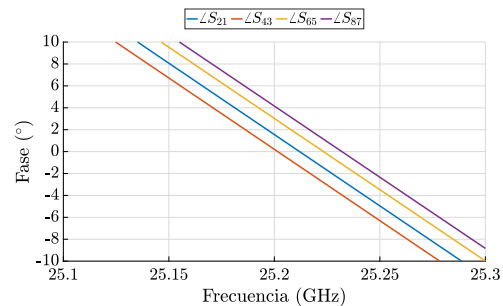
Una vez simulado, se calcula la distancia l que se debe aumentar o reducir en cada una de las líneas con la ecuación (4.3). Se toma como referencia la fase de la línea más larga, que es la que termina en el conector situado en las esquinas del *array*. Si la fase de otra línea está adelantada con respecto a esta, se debe aumentar la longitud de los meandros. Por el contrario, si la fase está retrasada, se debe reducir la longitud.

$$\theta = \beta \cdot l \quad (4.3)$$

Se han simulado sólo cuatro líneas ya que el resto son idénticas. Es decir, hay ocho pares de cuatro líneas de diferente forma, como se ve en la Figura 4.33b. En la Figura 4.35a se ve cómo las fases de los parámetros de transmisión de las cuatro líneas se solapan. El error obtenido es de 4° , un valor aceptable.



(a) Vista general de toda la banda



(b) Detalle de la diferencia de fase

Figura 4.35: Desfase de las líneas

Una vez se optimizadas las líneas, se puede pasar a simular la estructura. Cómo se ha visto en capítulos anteriores ya se conoce la atenuación que introducen los conectores, por tanto se presentan los resultados de radiación:

La introducción de los conectores en el diseño ha hecho necesario el agrandamiento del tamaño de la estructura. Aunque se ha intentado agrandar lo menos posible, esto ha causado un rizado en el diagrama de radiación, como se ve en la Figura 4.36. La directividad de la estructura con conectores cae 0,6 dB respecto a la estructura sin conectores, comparando para la frecuencia central (Figura 4.37). La razón del rizado y caída de directividad son las mismas que lo causaban en el *array* de 2x2 elementos, explicado en la Sección 4.2.2.

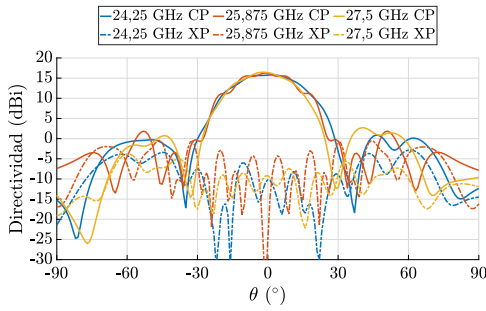


Figura 4.36: Diagrama de radiación en $\phi = 0^\circ$ en directividad del array 4x4 con conectores para las tres frecuencias de interés

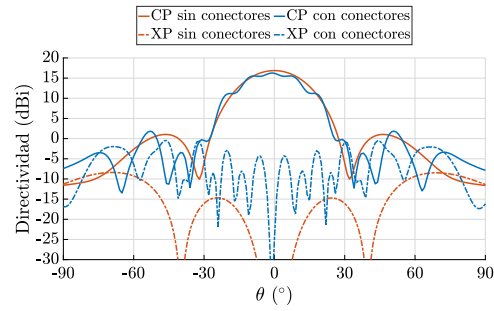


Figura 4.37: Comparativa de la radiación en $\phi = 0^\circ$ del array 4x4 con conectores vs sin conectores para la frecuencia central (25,875 GHz)

4.3.3. Red de alimentación para integración con BFIC

Con el objetivo de poder integrar el BFIC con la estructura se ha propuesto un diseño que plantea el uso de cuatro microcontroladores (Figura 4.42). A cada uno de ellos deben llegar dos señales, la señal en RF correspondiente a la polarización horizontal y la correspondiente a la vertical, que combinadas forman la circular. Para ello se han de dividir las dos señales de entrada en ocho, dos para cada uno de los cuatro BFIC.

Para realizar la división de las señales, se diseñan divisores de potencia en T. Se va a comenzar por el diseño canónico para después darle forma e integrarlo en la estructura.

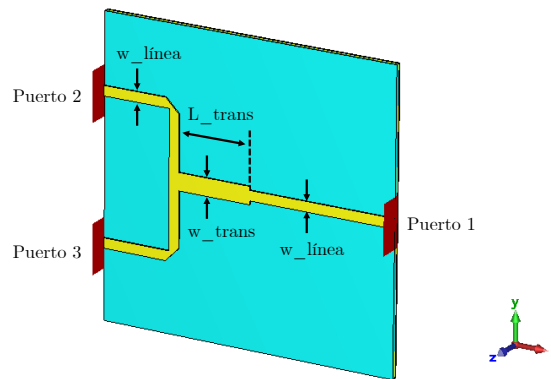


Figura 4.38: Divisor en T 1 a 2 canónico

Para comenzar se diseña el divisor 1 a 2 (Figura 4.38). La potencia se divide por igual por los dos puertos de salida. En el divisor se integra un adaptador $\lambda/4$ para adaptar la impedancia en paralelo que presentan los puertos de salida ($Z_{out} = 25 \Omega$) a la impedancia de entrada ($Z_{in} = 50 \Omega$). La longitud del adaptador debe ser de un cuarto de la longitud de onda:

$$l_{(\lambda/4)} = \frac{\lambda}{4} = \frac{2\pi}{4\beta_{medida}} = 1,885 \text{ mm} \quad (4.4)$$

La impedancia del transformador:

$$Z_{trans} = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_{out}} = \sqrt{50 \cdot 25} = 35,335\Omega \quad (4.5)$$

Para calcular el ancho de la línea para una impedancia de $35,335\Omega$ se hace uso de la herramienta de cálculo de impedancias de CST, se obtiene $w_{trans} = 0,453\text{ mm}$.

Una vez simulado, se obtienen los resultados esperados. El divisor tiene una buena adaptación, por debajo de los -20 dB en toda la banda. La potencia se divide por igual entre los dos puertos de salida, es por eso que los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{3,1}$ tienen un valor de $-3,2\text{ dB}$. Los $0,2\text{ dB}$ adicionales de pérdidas se deben a la atenuación causada por la línea (atenuación en el sustrato y en el cobre).

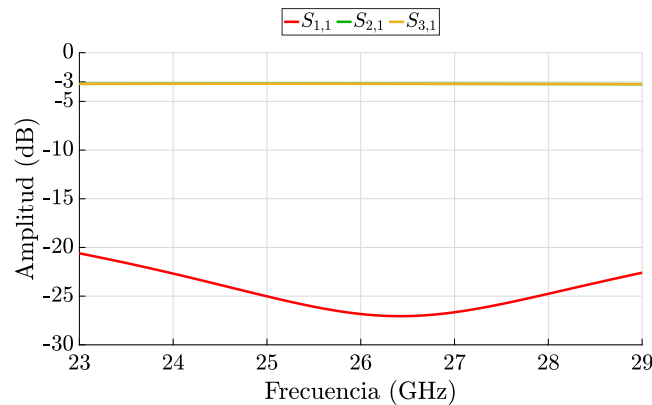


Figura 4.39: Parámetros S del divisor 1 a 2

Ahora se pasa a simular el divisor de 1 a 4. Para ello basta con unir utilizar tres divisores canónicos y unirlos entre sí. Uno de ellos deberá tener una longitud de línea mayor.

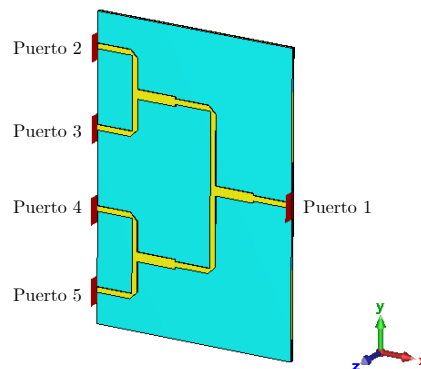


Figura 4.40: Divisor en T 1 a 4 canónico

Para este diseño se sigue obteniendo una buena adaptación del puerto de entrada, por debajo de -17 dB . Los parámetros de transmisión tienen un valor de $-6,45\text{ dB}$. Parte de ese valor debido a la división de potencia (-6 dB) y parte a la atenuación de la línea ($-0,45\text{ dB}$) (Figura 4.41).

Para finalizar, se propone el diseño de dos divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura, de tal forma que se pueda integrar con los BFIC. Estos divisores están diseñados partiendo de los dos diseños anteriores. La única diferencia es la longitud total de

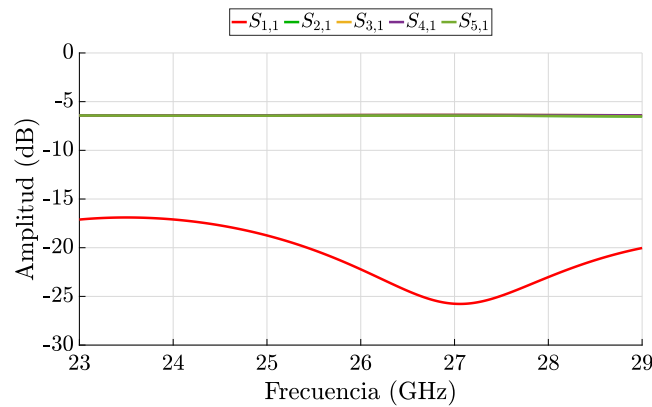


Figura 4.41: Parámetros S del divisor 1 a 4

las líneas. Se ha tenido que realizar un meandro para que la longitud de ambos divisores fuese la misma y así no introducir desfases. En la Figura 4.42 se muestra la integración de estos divisores en el *array* de 4x4 elementos. Se han modelado cuatro BFIC de medidas reales en color blanco, sólo para verificar que los divisores se integran de manera correcta en la estructura de la antena. Para poder fabricar este diseño sólo faltaría añadir líneas de conexión *microstrip* entre cada uno de los ocho puertos de cada controlador y las sondas coaxiales que conectan con los parches.

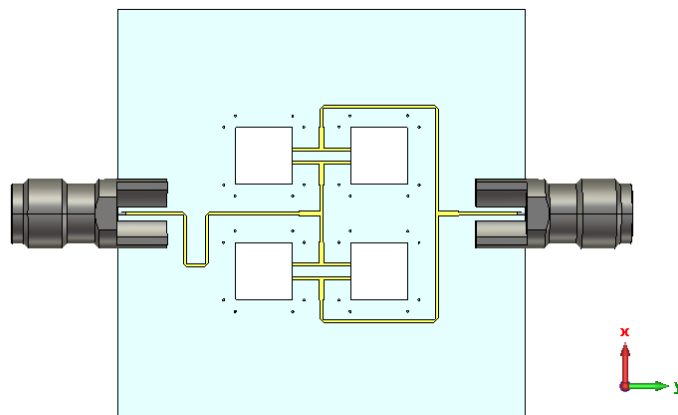


Figura 4.42: Divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura

Estos divisores presentan también unos buenos resultados. Al igual que el divisor 1 a 4 canónico, la potencia se divide por igual entre los cuatro puertos de salida. En este caso la adaptación se mantiene también por debajo de -15 dB para toda la banda (Figura 4.43). Los puertos 1 a 5 son los del primer divisor, siendo el 1° el puerto de entrada y los puertos de 6 a 10 son los puertos del segundo, siendo el 6° el puerto de entrada.

Para corregir el desfase de los divisores con el meandro, se observa la diferencia de fase que hay entre ellos. Para igualar sus longitudes se modifica la longitud del meandro introducido hasta obtener la misma fase para todos los parámetros de transmisión (Figura 4.44). Para el cálculo de la longitud a añadir o restar, se utiliza la ecuación (4.3) al igual que en la Sección 4.3.2.

Con este diseño se pueden integrar los BFIC para verificar su correcto funcionamiento.

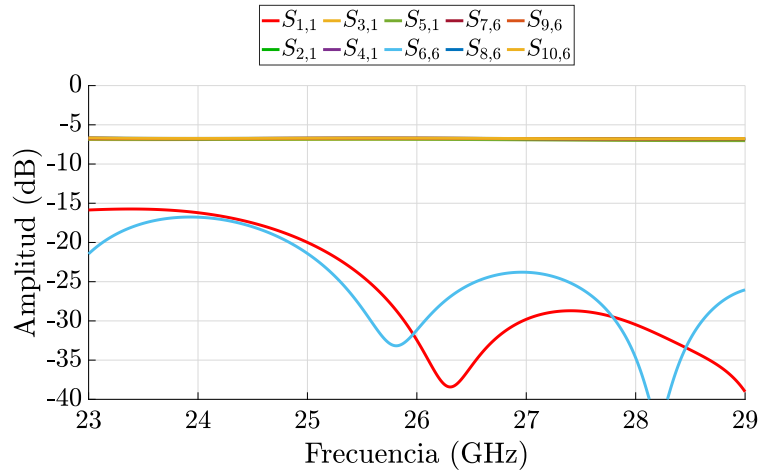


Figura 4.43: Parámetros S de los divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura

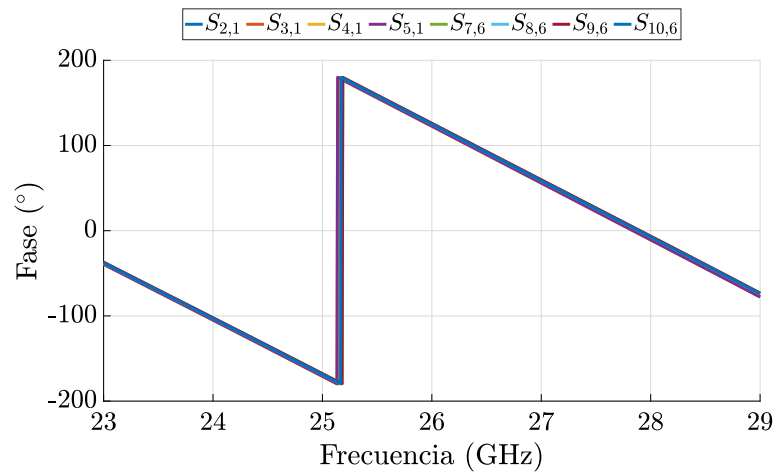


Figura 4.44: Fase de los divisores 1 a 4 adaptados a la forma de la estructura

4.4. Array 8x8

En este capítulo se presenta el diseño del *array* completo de 64 elementos.

	Especificación
Banda de trabajo	24,25 - 27,5 GHz
Polarización	Circular
Número de elementos	64
Disposición de los parches	8x8

Tabla 4.4: Especificaciones de la antena

4.4.1. Diseño y resultados

Como último paso en el diseño, se realiza el modelado y simulación del *array* de 8x8 elementos. Para dar forma a la estructura, se unen cuatro *arrays* de 4x4 elementos. Los puertos siguen el mismo orden que en la Sección 4.3. En la Figura 4.45 se muestra la configuración del *array* completo, en la que cada número muestra el orden en el que se han unido las estructuras y por tanto el orden de los puertos.

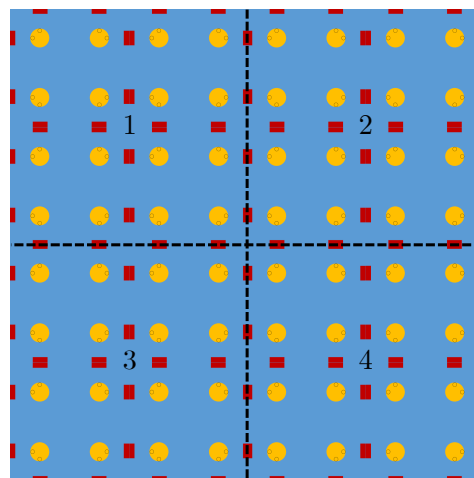


Figura 4.45: Esquema de puertos del array 8x8

La estructura sigue manteniendo su simetría en dos planos igual que antes, pero ahora hay más elementos con resultados diferentes entre sí. Para ver la adaptación de los puertos basta fijarse en uno de los cuatro cuadrantes en los que se divide, es decir, 32 puertos (Figura 4.46). A pesar de la influencia de más elementos la adaptación se mantiene por debajo de -12 dB para toda la banda de trabajo.

Los acoplos entre elementos se mantienen en unos valores aceptables, siempre por debajo de -10 dB. En la Figura 4.47 se muestran sólo algunos de ellos. El resto de curvas tienen valores intermedios entre las mostradas.

A pesar de que la adaptación de los puertos es buena, para estructuras con un número de elementos tan elevado es interesante llevar a cabo un estudio del comportamiento del *array*

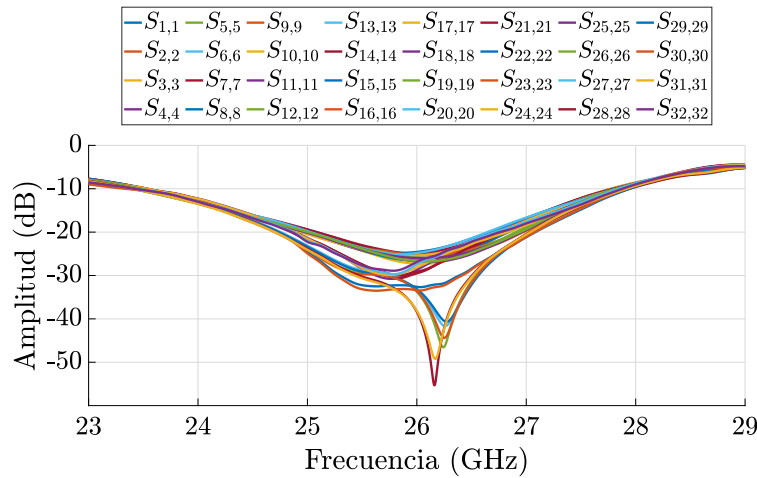


Figura 4.46: Adaptación (array 8x8)

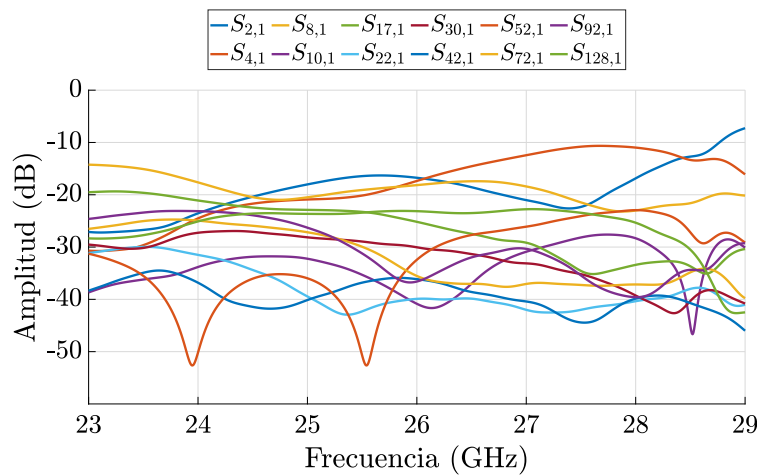


Figura 4.47: Acoplos (array 8x8)

con todos los puertos alimentados al mismo tiempo. Para ello se simulan los parámetros S activos; todos los puertos son alimentados de forma simultánea. Estos tienen en cuenta tanto las señales incidentes como las reflexiones en un puerto.

Los resultados presentados en la Figura 4.48 son el resultado de la simulación del *array* de 8x8 elementos alimentado por todos los puertos a la vez. Se ha simulado para polarización circular a izquierdas (Figura 4.48a) y para polarización circular a derechas (Figura 4.48b). Se muestran los resultados de los ocho primeros puertos porque son los que más cerca del centro de la estructura están. Por tanto, presentan peores resultados e interesa estudiarlos. El resto de curvas no mostradas, por estar más alejadas del centro, presentan valores más bajos. Por efecto del campo eléctrico y con la disposición de los puntos de alimentación en los parches diseñada, hay más acoplo en los puertos impares para LHCP. En el caso de RHCP, hay más acoplo en los puertos pares.

Los valores obtenidos son un poco más altos de lo deseado. Se ha realizado un barrido paramétrico de dimensiones para tratar de obtener unos mejores resultados de acoplo entre elementos, sin embargo, no muestran un cambio significativo y con los valores actuales son con los que se obtiene una mejor adaptación.

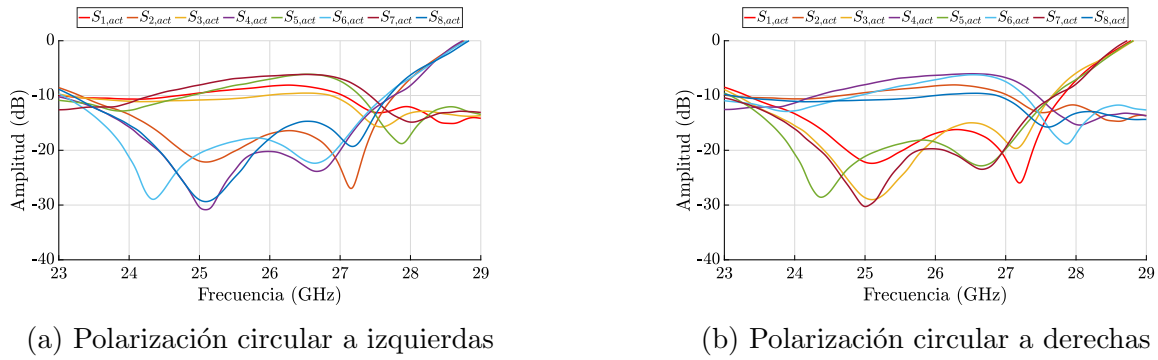


Figura 4.48: Parámetros S activos (array 8x8)

Los resultados de radiación se muestran en la Figura 4.49. Para las tres frecuencias de interés de la banda (inferior, central y superior) se obtiene el resultado esperado, que coincide con el calculado en el estudio previo del *array* en el Capítulo 4.1. La relación XPD es muy buena, con un valor de +40 dB. La pequeña diferencia del ancho de haz entre nulos para las diferentes frecuencias se debe a la dependencia del Factor de Array con la separación entre elementos, calculada en longitudes de onda.

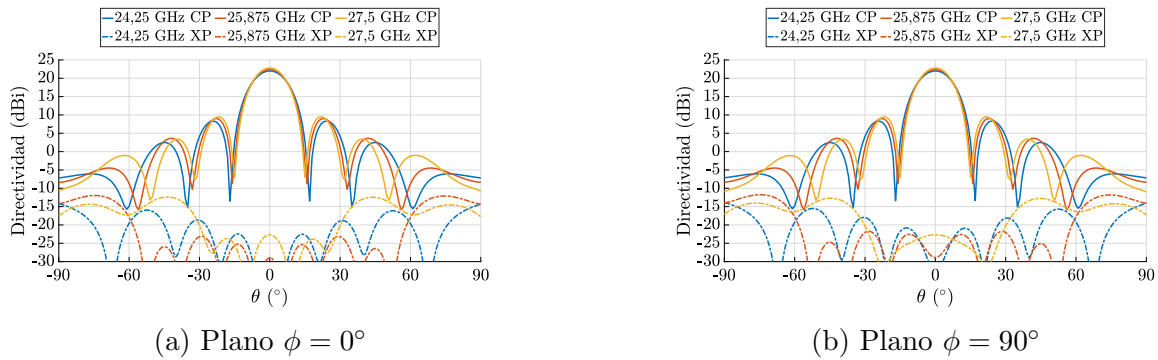


Figura 4.49: Diagramas de radiación en directividad del array 8x8

La relación axial para esta estructura se mantiene con unos muy buenos valores para esta antena, muy cercanos a cero en torno a la dirección de apuntamiento $\theta = 0^\circ$ en ambos planos $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$ (Figura 4.50). Los máximos de RA coinciden con los nulos en el diagrama de radiación, porque la relación XPD para los valores de θ donde aparecen los nulos es muy baja. Para continuar, se presenta también el valor de la relación axial en función de la frecuencia para la dirección de apuntamiento $\theta = 0^\circ$ (Figura 4.51). Aunque esta aumenta ligeramente con la frecuencia debido a la pequeña disminución de la relación XPD, se obtiene un valor muy favorable en toda la banda .

En la Figura 4.52 está representada la ganancia en función de la frecuencia para la dirección de apuntamiento $\theta = 0^\circ$. Existe una variación de 0,5 dB entre el valor más bajo y más alto dentro de la banda de trabajo de la antena (24,25 - 27,5 GHz), obteniendo un valor máximo de 22,53 dB.

La eficiencia de radiación de la antena se mantiene por encima del 94% en toda la banda mientras que la eficiencia total, en la que tiene en cuenta las reflexiones de los puertos, se mantiene por encima del 89% en toda la banda (Figura 4.53).

El diagrama de radiación 3D de la estructura completa de 64 elementos para la frecuencia

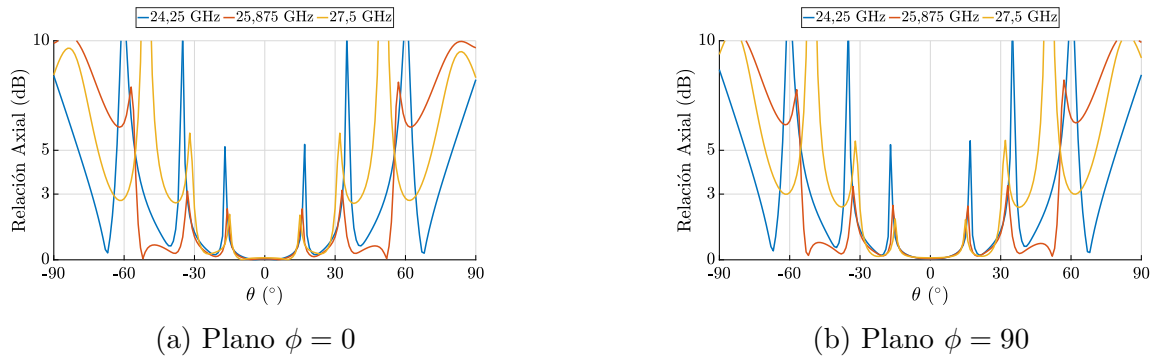


Figura 4.50: Relación Axial del array 8x8

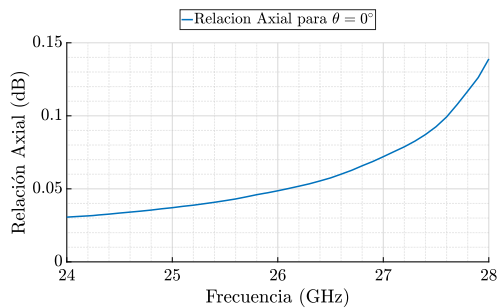


Figura 4.51: RA en $\theta = 0$ (array 8x8)

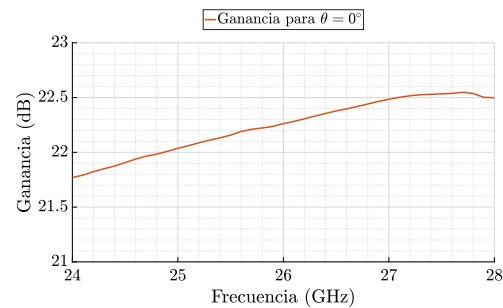


Figura 4.52: Ganancia $\theta = 0$ (array 8x8)

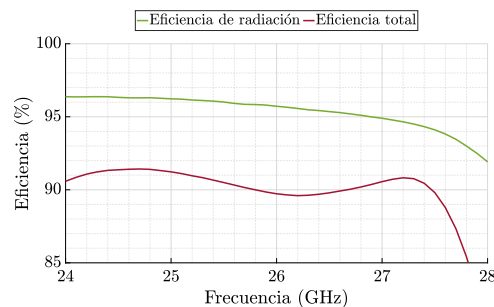


Figura 4.53: Eficiencia (array 8x8)

central se presenta en la Figura 4.54. El ancho de haz obtenido, que varía ligeramente con la frecuencia, es muy parecido al esperado de 14° según el estudio del *array* en el Capítulo 4.1.

El nivel de SLL tiende a $-13,46$ dB, que es el valor máximo teórico que se obtiene para *arrays* de un número elevado de elementos.

Ya que los resultados presentados hasta ahora siempre se han mostrado para la polarización circular a izquierdas, se presenta una validación en la Figura 4.55 para verificar que ambas polarizaciones generan el mismo diagrama de radiación. Ambas curvas se solapan, así que se puede confirmar que la antena proporciona los mismos resultados de radiación para LHCP como para RHCP.

Por último, se presenta a modo de resumen la Tabla 4.5 en la que se indican los resultados obtenidos para las tres frecuencias de interés.

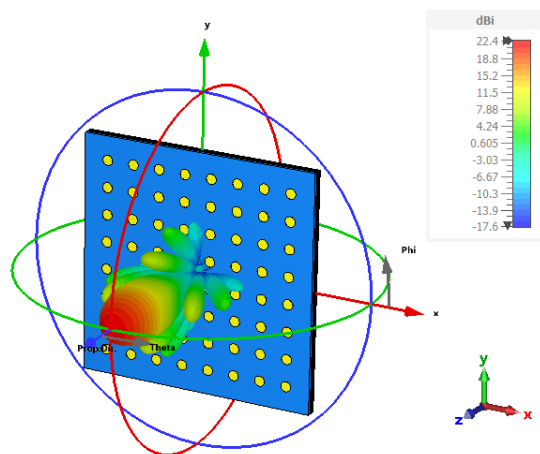


Figura 4.54: Diagrama de radiación 3D del array 8x8

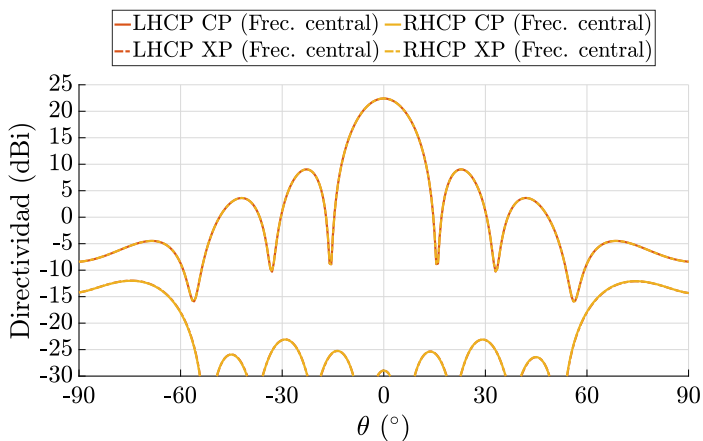


Figura 4.55: Comparativa de radiación para diferentes sentidos de polarización (array 8x8)

		Frec. inferior	Frec. central	Frec. superior
Directividad		22 dBi	22,4 dBi	22,8 dBi
Ganancia IEEE		21,84 dB	22,2 dB	22,53 dB
Eficiencia de radiación		96,38 %	95,81 %	94,11 %
Eficiencia total		91,15 %	89,89 %	89,81 %
HPBW	Plano $\phi = 0^\circ$	14,5°	13,7°	13,1°
	Plano $\phi = 90^\circ$	14,5°	13,7°	13,1°
SLL	Plano $\phi = 0^\circ$	-13,7 dB	-13,4 dB	-13,4 dB
	Plano $\phi = 90^\circ$	-13,7 dB	-13,4 dB	-13,4 dB

Tabla 4.5: Valores obtenidos del array 8x8 para diferentes frecuencias de operación

5. Resultados del barrido de haz en azimut y elevación

En esta sección se presentan los resultados del estudio de apuntamiento de la antena. Cómo ya se ha explicado en capítulos anteriores, se ha diseñado un array plano que se puede desajustar en las dos dimensiones del espacio: θ y ϕ .

Se va a realizar el estudio de apuntamiento para diferentes valores de θ en el plano $\phi = 0^\circ$ y en el plano $\phi = -45^\circ$. Para el cálculo del desfase progresivo entre elementos se hace uso de las ecuaciones (5.1) y (5.2), como ya se explicó en el Capítulo 2.3. En este caso no aparecerán lóbulos de difracción en ningún caso ya que la distancia entre elementos es menor de $0,5 \cdot \lambda_0$, en concreto $0,45 \cdot \lambda_0$.

$$\alpha_x = -k_0 d_x \sin\theta \cos\phi \quad (5.1)$$

$$\alpha_y = -k_0 d_x \sin\theta \sin\phi \quad (5.2)$$

Se ha realizado el estudio para los arrays de 4x4 y 8x8 elementos. Todas las simulaciones están realizadas para la frecuencia central de la banda.

5.1. Array 4x4

El apuntamiento del haz para esta estructura presenta resultados aceptables en ángulos no muy grandes. A partir de $\theta = 40^\circ$ el error es de más de 5° , además de tener un valor de SLL considerablemente alto. Los resultados se presentan en la Figura 5.1 para desajustamiento en un único plano y en la Figura 5.3 para apuntamientos en el plano $\phi = -45^\circ$.

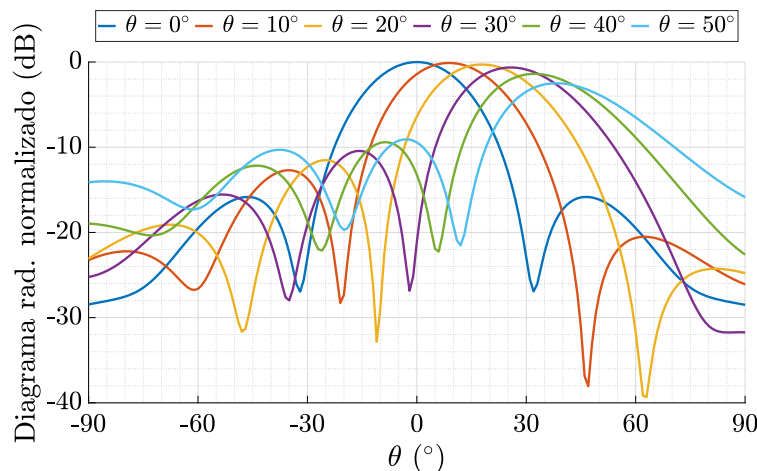


Figura 5.1: Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = 0^\circ$ (array 4x4)

El haz principal se ensancha según se aumenta el ángulo de apuntamiento θ , este ensanchamiento se puede calcular analíticamente con la fórmula (5.3), con la que obtenemos que para $\theta = 50^\circ$ el haz se ensancha por un factor de 1,305 respecto al haz en $\theta = 0^\circ$.

$$HPBW = \frac{0,88\lambda}{N \cdot d \cdot \text{sen}\theta} \text{ [rad]} \quad (5.3)$$

Para una mejor visualización del diagrama de radiación se incluyen capturas de las simulaciones en 3D para el apuntamiento en $\theta = 30^\circ$ (Figura 5.2).

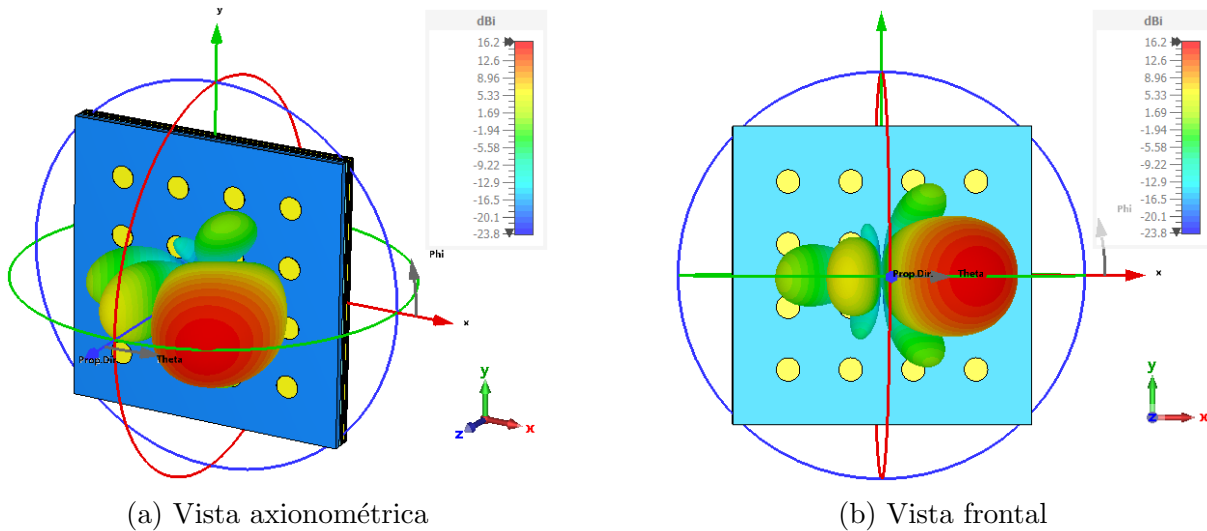


Figura 5.2: Diagrama de radiación 3D del array 4x4 con haz apuntado a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 30^\circ$

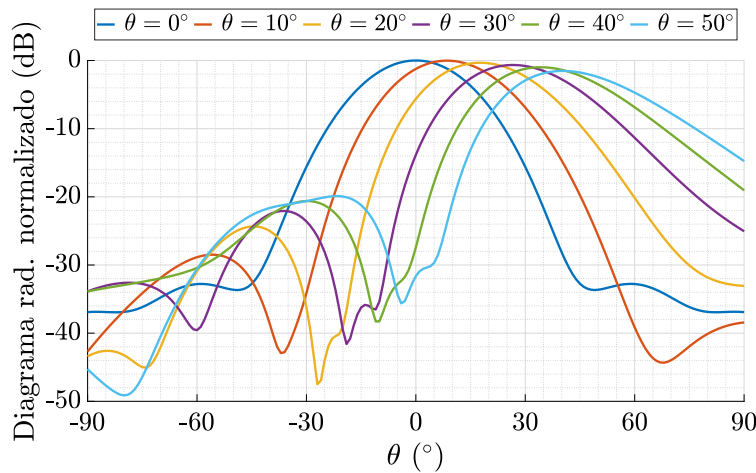


Figura 5.3: Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = -45^\circ$ (array 4x4)

Para el caso de la Figura 5.3, se está desapuntando en dos planos, tanto en azimut como en elevación, por lo que se ha calculado un desfase progresivo en X (α_x) y un desfase progresivo en Y (α_y). Para calcular el desfase a introducir en cada puerto, se debe multiplicar α_x por el número de columna y α_y por el número de fila y sumarlos, además de sumar el desfase correspondiente a la polarización circular, que según el puerto es un valor de 0° , 90° , 180° o 270° .

En este caso el corte $\phi = -45^\circ$ no se visualizan los lóbulos secundarios, ya que estos también se desapuntan y no son visibles en el corte que se está visualizando. Es por esto que el valor de los nulos de radiación tiene en este caso niveles inferiores.

Según aumenta θ , el error aumenta considerablemente a partir de 30° , igual que para el otro plano.

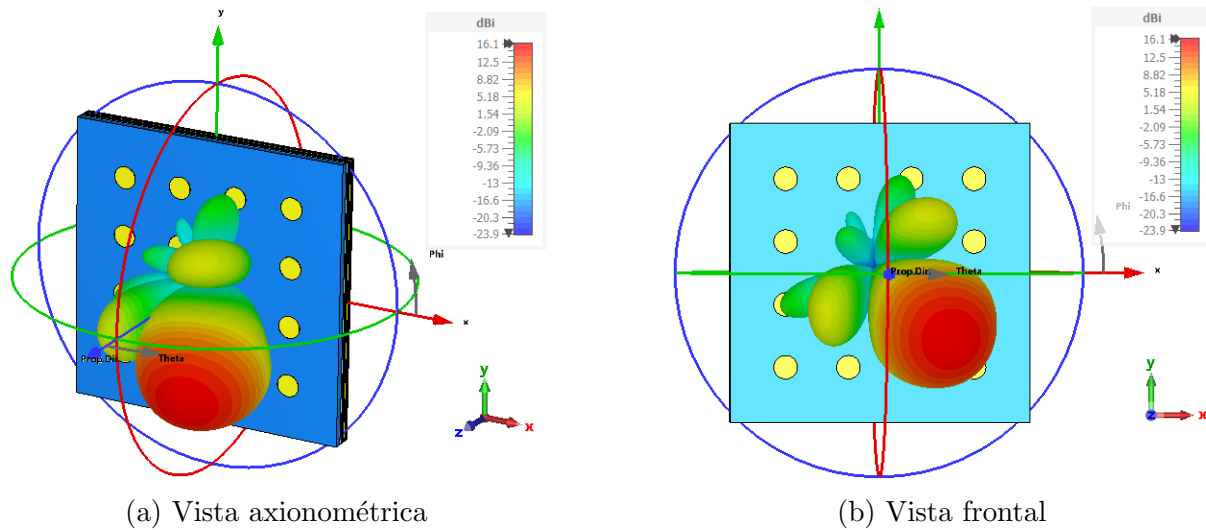


Figura 5.4: Diagrama de radiación 3D del array 4x4 con haz apuntado a $\phi = -45^\circ$ y $\theta = 30^\circ$

En la Tabla 5.1 se especifican los resultados para cada una de las direcciones de apuntamiento simuladas.

ϕ	$\theta_{\text{teórico}}$	θ_{simulado}	Error ($\theta_{\text{teór.}} - \theta_{\text{sim.}}$)	Directividad	HPBW	SLL
0°	10°	9°	-1°	16,8 dBi	27°	-12,6 dB
	20°	18°	-2°	16,6 dBi	28°	-11,2 dB
	30°	26°	-4°	16,2 dBi	$28,8^\circ$	-9,8 dB
	40°	34°	-6°	15,5 dBi	$30,3^\circ$	-8 dB
	50°	39°	-11°	14,6 dBi	$32,5^\circ$	-6,8 dB
-45°	10°	9°	-1°	16,7 dBi	$27,3^\circ$	-
	20°	18°	-2°	16,4 dBi	$28,8^\circ$	-
	30°	27°	-3°	16,1 dBi	$30,3^\circ$	-
	40°	34°	-6°	15,8 dBi	$31,7^\circ$	-
	50°	40°	-10°	15,2 dBi	$33,7^\circ$	-

Tabla 5.1: Valores de apuntamiento del array 4x4

5.2. Array 8x8

En la Figura 5.5 se muestran los resultados del apuntamiento para diferentes valores de θ en el plano $\phi = 0^\circ$. Se ha conseguido una muy buena precisión de apuntamiento. El valor máximo del lóbulo principal decrece de forma esperada hasta obtener -2,2 dB de directividad con respecto al apuntamiento en $\theta = 0^\circ$.

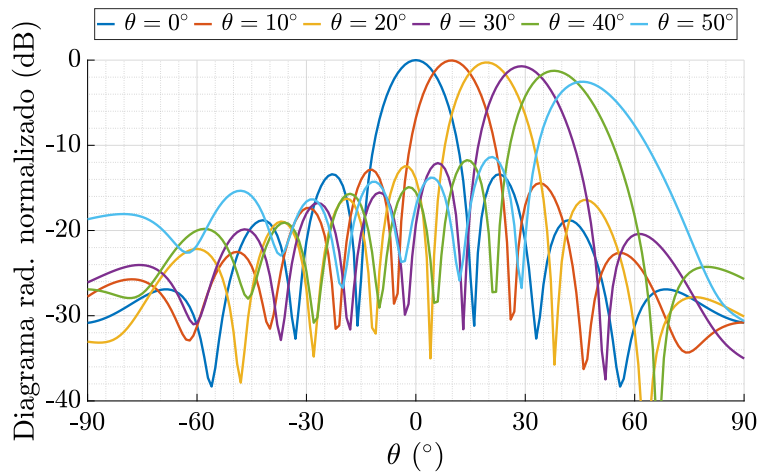


Figura 5.5: Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = 0^\circ$ (array 8x8)

En el diagrama de radiación 3D se aprecia bien el desapuntamiento de la antena. Se muestran capturas para el ángulo $\theta = 40^\circ$ (Figura 5.6).

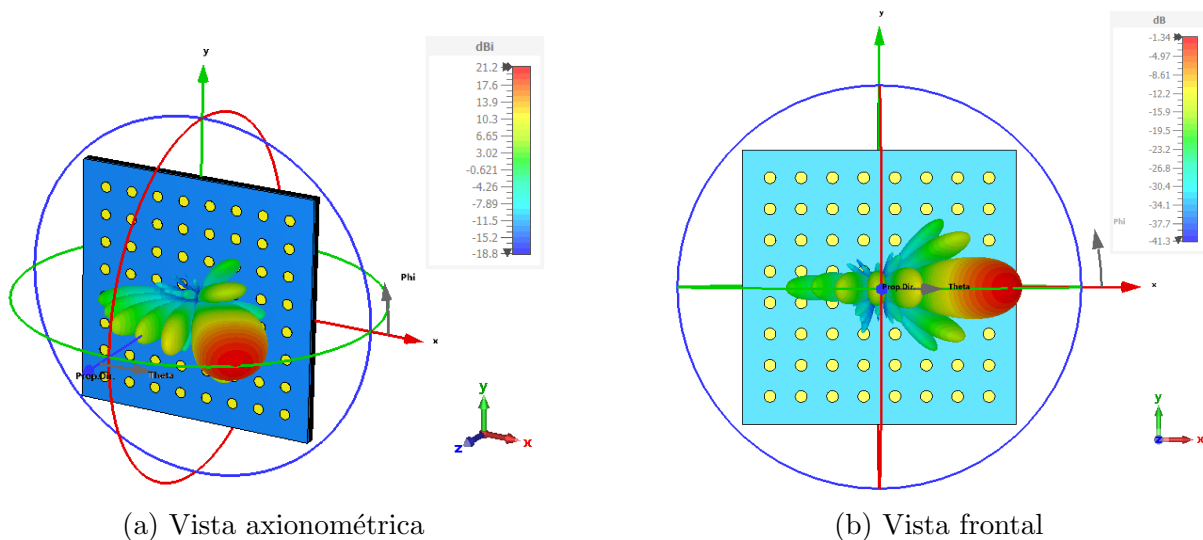


Figura 5.6: Diagrama de radiación 3D del array 8x8 con haz apuntado a $\phi = 0^\circ$ y $\theta = 40^\circ$

En la Figura 5.7 se presentan los resultados del estudio de apuntamiento para el plano $\phi = -45^\circ$. De igual manera que para el apuntamiento en $\phi = 0^\circ$, se obtiene una precisión notable para todos los ángulos simulados, siendo el mayor valor del error de 4° .

Para finalizar, se muestran vistas en 3D para una mejor visualización (Figura 5.8), así como el detalle de todos los resultados obtenidos en la Tabla 5.2.

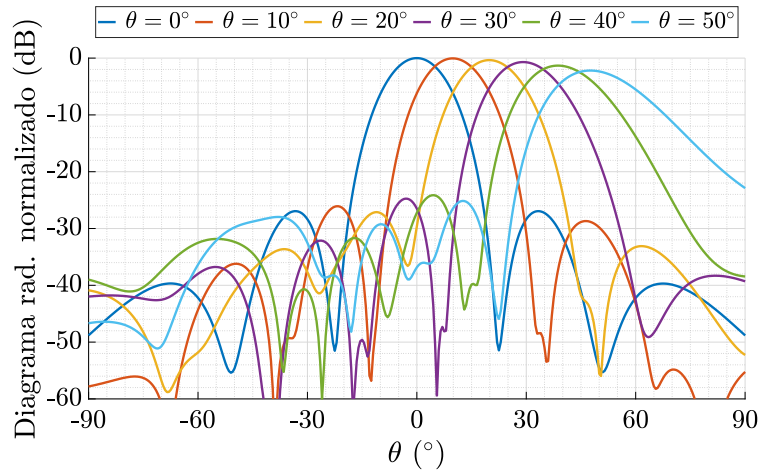


Figura 5.7: Radiación CP para los resultados de apuntamiento en $\phi = -45^\circ$ (array 8x8)

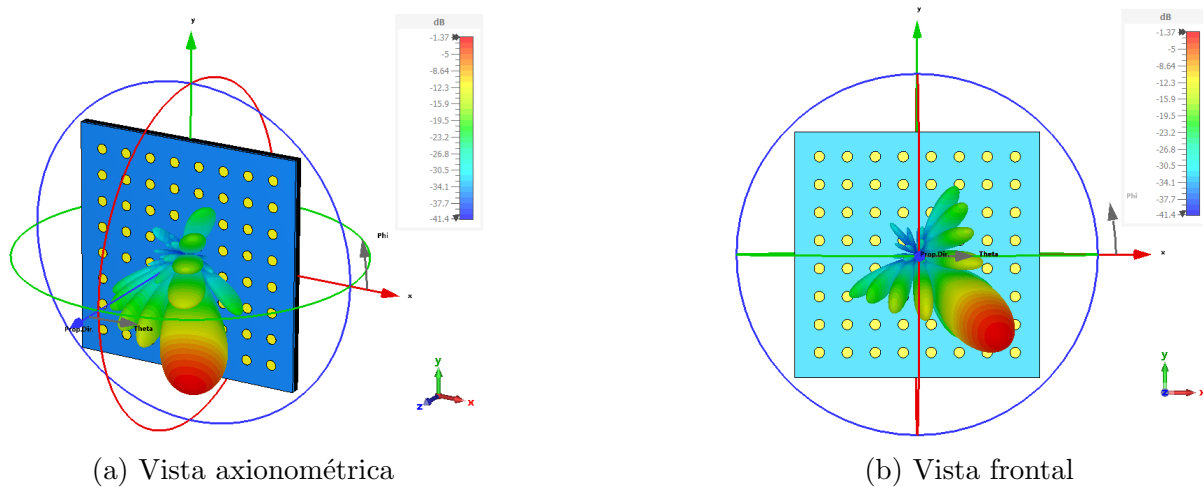


Figura 5.8: Diagrama de radiación 3D del array 8x8 con haz apuntado a $\phi = -45^\circ$ y $\theta = 40^\circ$

ϕ	$\theta_{\text{teórico}}$	θ_{simulado}	$\text{Error}(\theta_{\text{sim.}} - \theta_{\text{teór.}})$	Directividad	HPBW	SLL
0°	10°	$9,5^\circ$	$0,5^\circ$	22,4 dBi	$13,9^\circ$	-12,8 dB
	20°	$19,5^\circ$	$-0,5^\circ$	22,2 dBi	$14,6^\circ$	-12,2 dB
	30°	29°	-1°	21,7 dBi	$15,8^\circ$	-11,4 dB
	40°	38°	-2°	21,2 dBi	$17,4^\circ$	-10,5 dB
	50°	46°	-4°	20,1 dBi	$19,4^\circ$	-9 dB
-45°	10°	10°	0°	22,4 dBi	$14,2^\circ$	-
	20°	$19,5^\circ$	$-0,5^\circ$	22,1 dBi	15°	-
	30°	29°	-1°	21,8 dBi	16°	-
	40°	$38,5^\circ$	$-1,5^\circ$	21,2 dBi	$17,9^\circ$	-
	50°	47°	-3°	20,3 dBi	$20,7^\circ$	-

Tabla 5.2: Valores de apuntamiento del array 8x8

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1. Conclusiones

El trabajo realizado ha consistido en el diseño de un array de 8x8 elementos de polarización circular con posibilidad de apuntamiento electrónico en ambos planos.

Se han concluido con éxito los tres objetivos propuestos: diseño del array, validación de funcionamiento y diseño de prototipos.

Se ha realizado el diseño del array de 64 elementos con unos muy buenos resultados de radiación y de eficiencia. Para llegar al diseño final, se ha partido del diseño de un parche individual. En primer lugar se diseñó el parche para obtener unos resultados de adaptación óptimos. Posteriormente se propuso un diseño con un comportamiento también aceptable que sí cumplía con los parámetros de fabricación, como la distancia mínima entre vías metalizadas. Para formar los arrays, se unieron los parches individuales en una forma cuadrada y con una separación de $0,45 \cdot \lambda_0$ entre elementos.

En cuanto a la validación del funcionamiento, para todos los diseños se han obtenido unos buenos niveles de adaptación, incrementándose ligeramente según aumenta el número de elementos del array. El nivel de discriminación contrapolar (XPD) se mantiene en valores muy altos. El nivel de RA para la polarización circular, relacionado con el nivel de XPD, se ha conseguido mantener siempre por debajo de los 3 dB, obteniendo valores muy próximos a cero en los arrays. En cuanto a los acoplos, se han mantenido para todas las estructuras en unos niveles bajos. El estudio de los acoplos activos (todos los elementos radiando simultáneamente) ha presentado unos resultados ligeramente peor de lo deseado, aunque no afecta de forma significativa a la forma del diagrama de radiación, que en todo caso se han obtenido resultados dentro de lo esperado.

Para el diseño de los prototipos, se han diseñado redes de distribución y se han optimizado para que no introdujesen un desfase entre ellas. Se han exportado en formato Gerber para su fabricación y medida.

6.2. Líneas futuras

Para la continuación del proyecto, se propone:

- Fabricación y medida de los prototipos en la cámara anecoica de la ETSIT.
 - Diseño de prototipo del *array* de 8x8 con conectores.
 - Integración del *beamformer* en el array de 4x4 elementos.
 - Diseño de la red de alimentación para el BFIC en el *array* de 8x8 elementos.
 - Integración del *beamformer* en el *array* de 8x8 elementos.
 - Diseño de una estructura EBG (*Electromagnetic Band Gap*) para reducir el acoplo entre elementos.
-

Bibliografía

- [1] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory Analysis and Design*. John Wiley and Sons, Inc., 2 edition, 1997.
 - [2] Kai-Fong Lee and Kin-Fai Tong. Microstrip patch antennas-basic characteristics and some recent advances. *Proceedings of The IEEE - PIEEE*, 100:2169–2180, 2012.
 - [3] Ángel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel, Rius Casals, Jordi Romeu Robert, and Sebastián Blanch Boris. *Antenas*. Ediciones UPC, 2002.
 - [4] Wikipedia. «Phased Array», [en línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Phased_array.
 - [5] «Portal web Circuit Bread», [en línea]. Available: <https://www.circuitbread.com/textbooks/electromagnetics-i/transmission-lines/microstrip-line>.
 - [6] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, Inc., 4 edition, 2011.
 - [7] J.M. Riera y L. Mendo J.M. Hernando. *Transmisión por radio*. Editorial Ramón Aceres, 7 edition, 2013.
 - [8] 3GPP. «5G System Overview», [en línea]. Available: <https://www.3gpp.org/technologies/5g-system-overview>.
 - [9] «Portal web IPTC, Proyecto Disradio», [en línea]. Available: <https://iptc.upm.es/disradio>.
 - [10] Kai Fong Lee and Kwai Man Luk. Microstrip patch antennas. Available: https://www.worldscientific.com/doi/pdf/10.1142/9781848164543_0001, 2010.
 - [11] Antonio Rodríguez Gallego. Trabajo Fin de Grado. Diseño de un phased array plano con apuntamiento electrónico en azimut para integración con microchip amplificador/desfasador de 8 canales, 2018.
 - [12] Alfonso Tomás Muriel Barrado, Jorge Calatayud Maeso, Antonio Rodríguez Gallego, Pablo Sánchez Olivares, José Manuel Fernández González, and Manuel Sierra Pérez. Evaluation of a planar reconfigurable phased array antenna driven by a multi-channel beamforming module at ka band. *IEEE*, 2021.
 - [13] «Portal web de la LabCircuits», [en línea]. Available: <https://www.lab-circuits.com/es/fabricacion-multicapa>.
 - [14] «Portal web de Mouser», [en línea]. Available: <https://www.mouser.es/ProductDetail/Mueller-Electric/BU-1420761881?qs=eP2BKZSCXI7U%252BM3Z7yE6VQ%3D%3D>.
-

Anexo A: Aspectos éticos, económicos, sociales y ambientales

En este capítulo se llevará a cabo un análisis detallado del impacto que el trabajo realizado ha tenido en diferentes aspectos. Se estudiarán las implicaciones y consecuencias del diseño realizado, tanto de forma directa como de forma indirecta. Este estudio permitirá obtener una comprensión de cómo el trabajo ha contribuido a los diferentes ámbitos considerados.

A1. INTRODUCCIÓN

El proyecto consiste en el diseño de un array de antenas en tecnología *microstrip* de 64 elementos. El objetivo es el diseño de prototipos para verificar su funcionamiento como antenas de haz reconfigurable para ser utilizadas en redes de comunicaciones 5G. Este trabajo afecta en cierta medida a diferentes aspectos de la sociedad, siendo algunos de ellos el impacto ambiental que genera el mismo, los cambios en la sociedad que puede producir o las ganancias económicas derivadas del mismo.

A2. IMPACTO AMBIENTAL

En primer lugar, el ordenador utilizado para llevar a cabo las simulaciones produce un gran consumo eléctrico. Muchas de las simulaciones realizadas tardan días en completarse, por lo que el ordenador ha pasado mucho tiempo trabajando a pleno rendimiento. De forma estimada, para unas 400 horas de simulación y con un consumo medio de 300W, el consumo eléctrico total habría sido de unos 120 kWh. La producción de electricidad contamina la atmósfera por la emisión de gases nocivos y de efecto invernadero. Sin embargo, en España gran parte de la energía es producida por fuentes renovables.

Por otro lado, la fabricación de los prototipos conlleva unos costes medioambientales. El material radiante de la antena es cobre. La maquinaria que trabaja en la extracción de este material en las minas emite gases contaminantes. Además, provocan cambios en la geografía del terreno y destrucción de suelo fértil.

Sin embargo, una vez considerado el impacto directo, que en principio parece negativo, se puede pensar en el impacto ambiental indirecto. Estas antenas sustituirán en un futuro cercano a las antenas usadas en redes 2G o 3G. Esta sustitución llevará a una reducción del consumo energético ya que las comunicaciones móviles del estándar 5G son más eficientes. Además, las antenas con haz reconfigurable presentan un ahorro de energía ya que la potencia se concentra únicamente en sectores en los que hay terminales conectados a la red, lo que mejora el desperdicio de potencia a direcciones no deseadas.

A3. IMPACTO ECONÓMICO

En el Anexo 6.2 se detallan los costes asociados a este proyecto. No es un presupuesto relativamente alto teniendo en cuenta el posible impacto de la implementación de esta tecnología. Como se ha comentado, se diseñan antenas para uso en redes de comunicaciones

5G. La futura implementación de estas antenas en la red comercial supondría un gran impacto económico.

Si se continúa con el desarrollo de este proyecto, el Grupo de Radiación de la Universidad Politécnica de Madrid puede conseguir más fondos para seguir con la investigación de esta tecnología. Por otro lado, el uso de estas antenas por parte de los operadores de telecomunicaciones les supondría también un incremento de la facturación por la mayor atracción de clientes debida a las nuevas aplicaciones del 5G, como por ejemplo el IoT o las *Smart Cities*.

A4. IMPACTO SOCIAL

Las redes de comunicaciones móviles son usadas por la inmensa mayoría de la población. En los últimos años se ha observado un gran crecimiento de la implementación de redes 5G, sobretodo en los núcleos urbanos. El uso de estas antenas en banda milimétrica permitiría incrementar aún más las velocidades de conexión. Además, como la antena cuenta con haz reconfigurable, se podría apuntar el mismo hacia terminales para así no radiar potencia a direcciones no deseadas donde no hay terminales.

A5. RESPONSABILIDAD ÉTICA Y PROFESIONAL

Este trabajo pretende ser una solución técnica para mejorar las prestaciones del estándar de comunicaciones móviles 5G. Gracias a las mejoras de este sistemas, pueden darse nuevos casos de uso de las comunicaciones. Estos casos de uso pretenden dar soluciones a problemas o mejorar y facilitar algunas tareas. En definitiva, la antena formará parte de un sistema de comunicaciones móviles que ofrece soluciones para ayudar a la población, por tanto se trata de un proyecto ético y comprometido con la sociedad.

Anexo B: Presupuesto económico

En este apartado se presenta el presupuesto económico necesario para haber llevado a cabo este trabajo.

En primer lugar, se desglosa de forma estimada el número de horas invertidas en la realización de este trabajo.

Actividad	Nº horas
Documentación teórica	50
Familiarización con el software	25
Diseños y simulación	275
Redacción de la memoria	50

Tabla 6.1: Horas invertidas

El coste de la mano de obra se ha calculado para un salario base de 15€ la hora.

En cuanto al equipamiento necesario para realizar el trabajo, se incluye un ordenador de altas prestaciones, con una memoria RAM grande y un buen procesador. También se ha necesitado el software para el diseño y simulación de antenas *CST Studio Suite*, así como software para cálculos y realización de gráficas *Matlab*.

Para la fabricación de los prototipos, todavía no se ha recibido una cotización por parte de la empresa, por lo que no se sabe el coste de esto. Sí se ha incluido el coste de los conectores para dichos prototipos.

Se presentan de forma detallada todos los gastos asociados a este trabajo en la Tabla 6.2.

COSTE DE MANO DE OBRA (coste directo)

Horas	Precio/hora	Total
400	15 €	6.000 €

COSTE DE RECURSOS MATERIALES (coste directo)

	Precio de compra	Uso en meses	Amortización (en años)	Total
Ordenador personal	1.500,00 €	6	5	150,00 €
Licencia CST Studio Suite	6.000,00 €	6	1	3.000,00 €
Licencia Matlab	800,00 €	6	1	400,00 €
Conectores Mueller	268,65 €	-	-	268,65 €

COSTE TOTAL DE RECURSOS MATERIALES
3.818,65 €
GASTOS GENERALES (costes indirectos)

15 %

sobre CD

1.472,79 €
BENEFICIO INDUSTRIAL

6 %

sobre CD + CI

677,48 €
MATERIAL FUNGIBLE

Impresión

100,00 €

Encuadernación

200,00 €
SUBTOTAL PRESUPUESTO
12.268,92 €
IVA APLICABLE

21 %

2.576,47 €
TOTAL PRESUPUESTO
14.845,39 €

Tabla 6.2: Presupuesto económico

Anexo C: Campo eléctrico en la antena

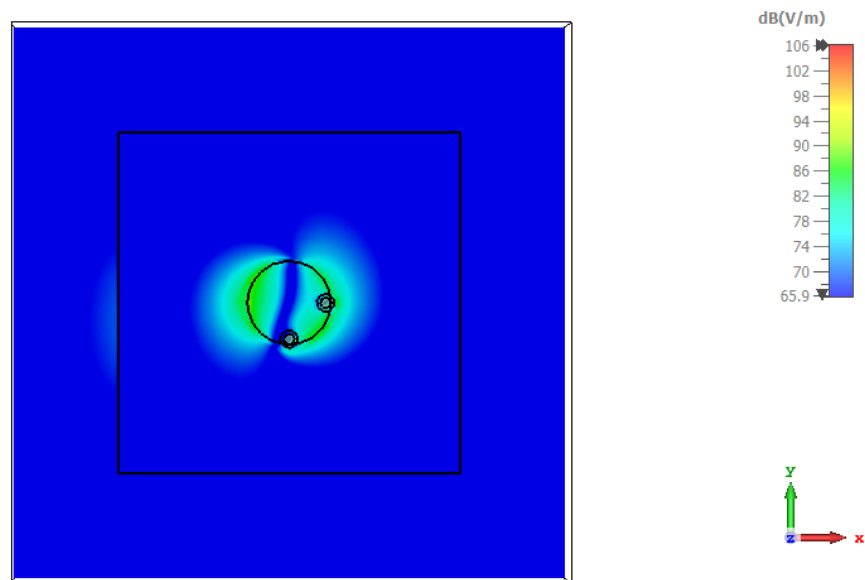


Figura C1: Campo Eléctrico en el parche (Fase 0°)

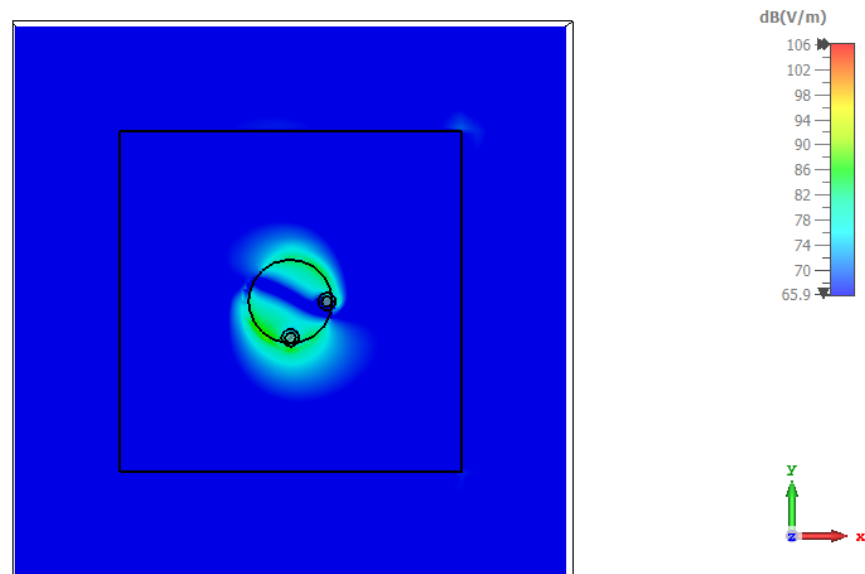


Figura C2: Campo Eléctrico en el parche (Fase 90°)

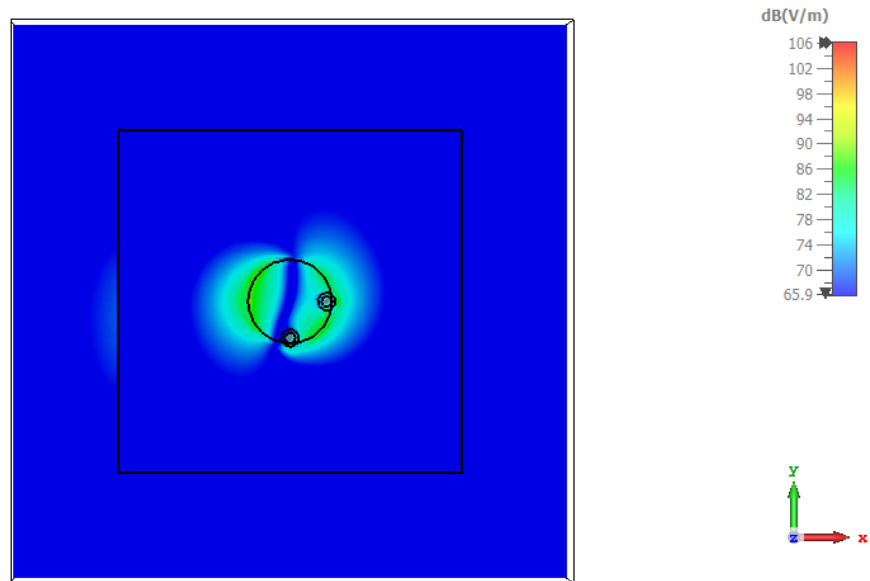


Figura C3: Campo Eléctrico en el parche (Fase 180°)

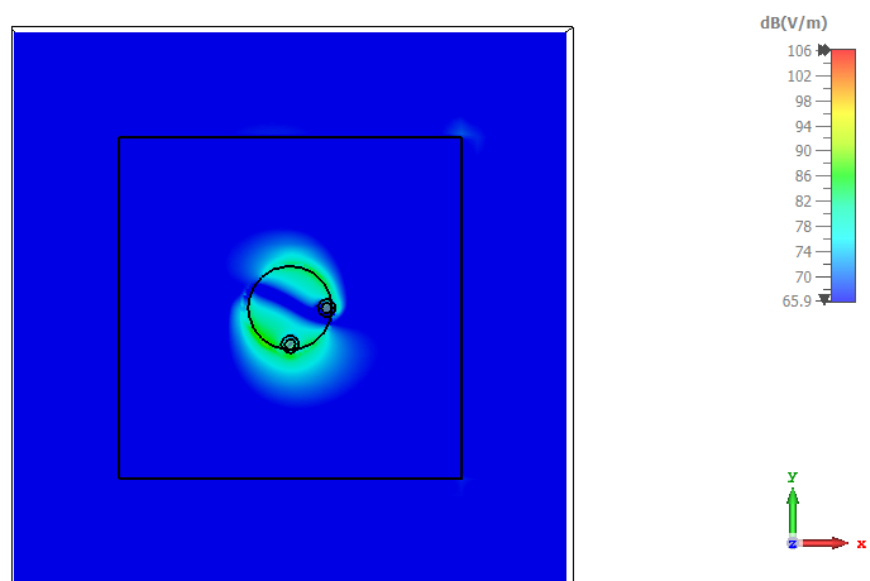


Figura C4: Campo Eléctrico en el parche (Fase 270°)

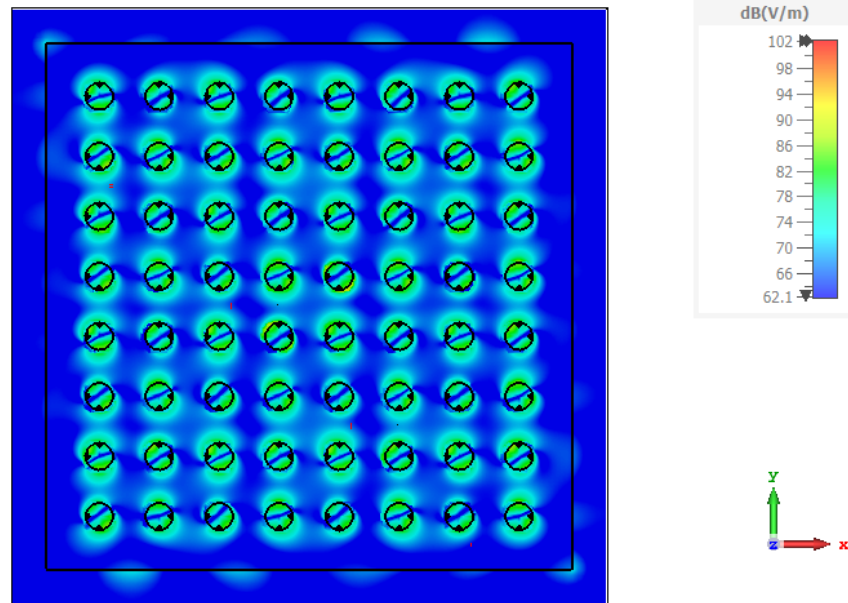


Figura C5: Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 0°)

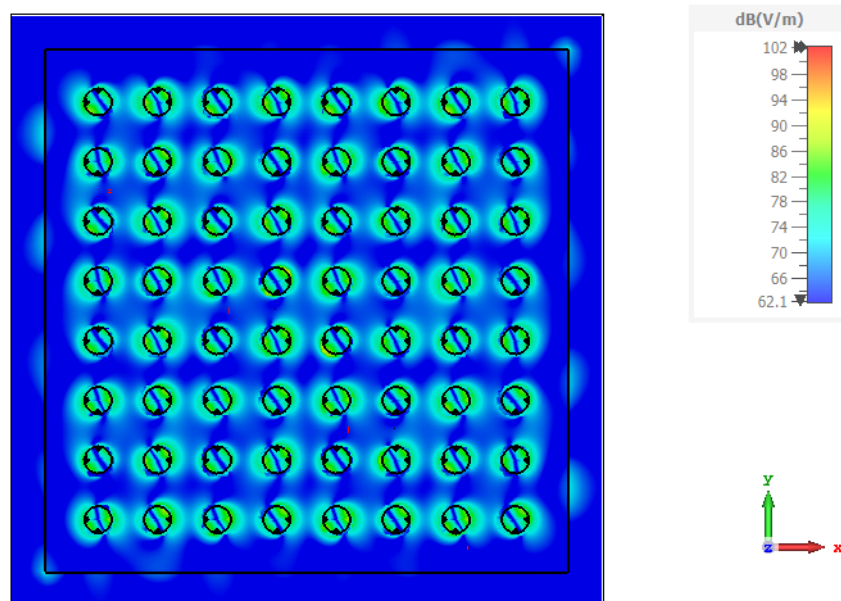


Figura C6: Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 90°)

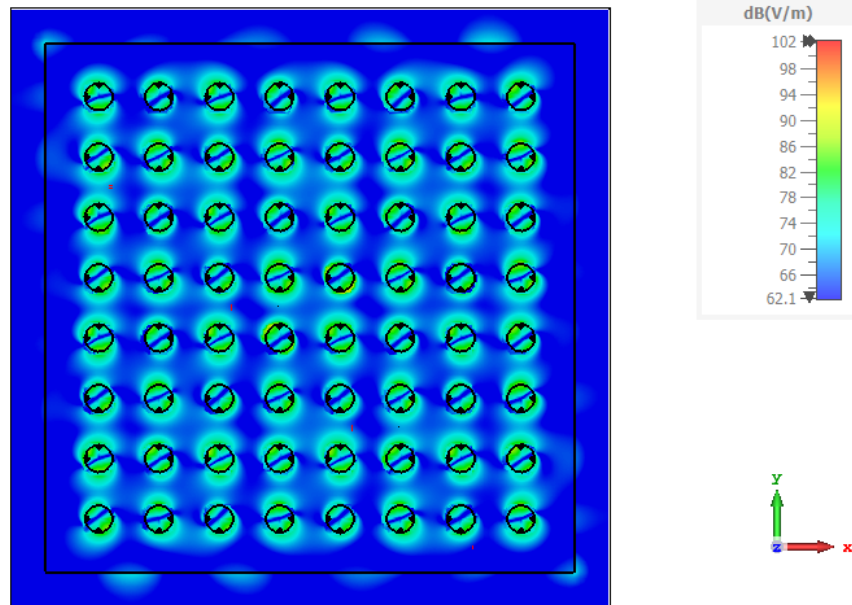


Figura C7: Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 180°)

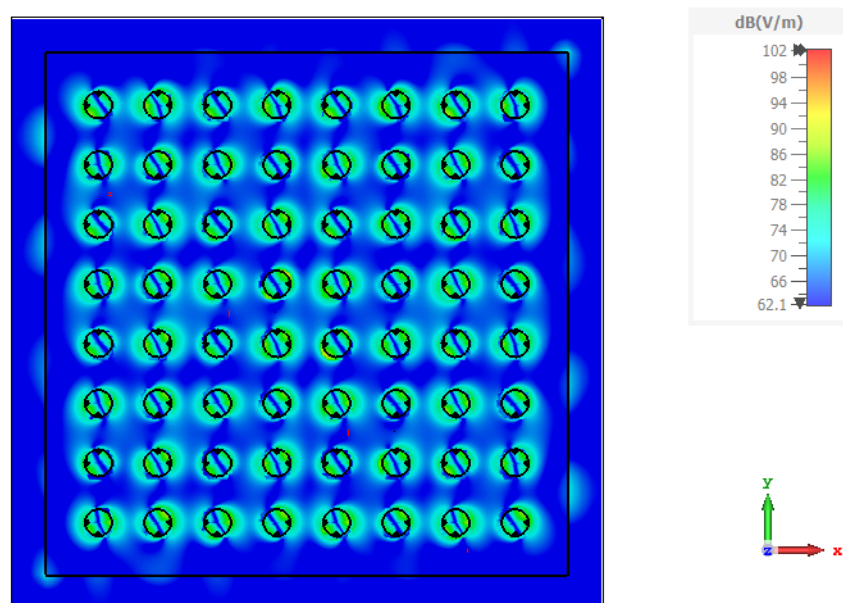


Figura C8: Campo Eléctrico en el array 8x8 (Fase 270°)

Anexo D: Layouts para fabricación de los prototipos

En este anexo se muestran los archivos gerber de los dos prototipos para fabricar, el array de 2x2 elementos con conectores y el array de 4x4 elementos con conectores.

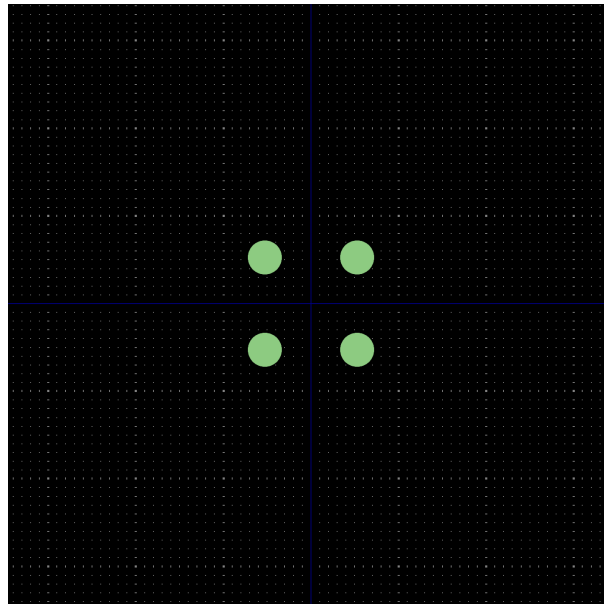


Figura D9: Vista de archivo gerber de parches pasivos del array 2x2

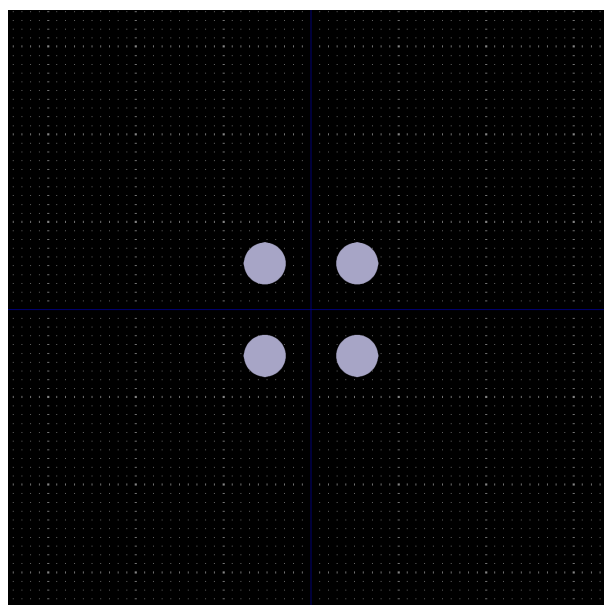


Figura D10: Vista de archivo gerber de parches activos del array 2x2

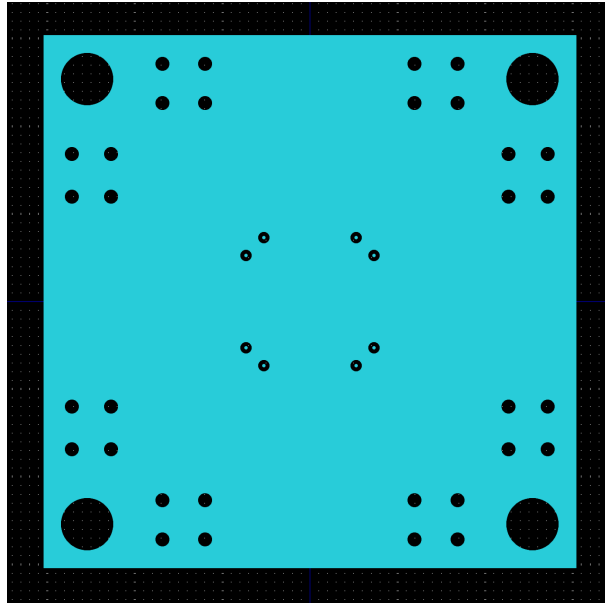


Figura D11: Vista de archivo gerber del plano de masa del array 2x2

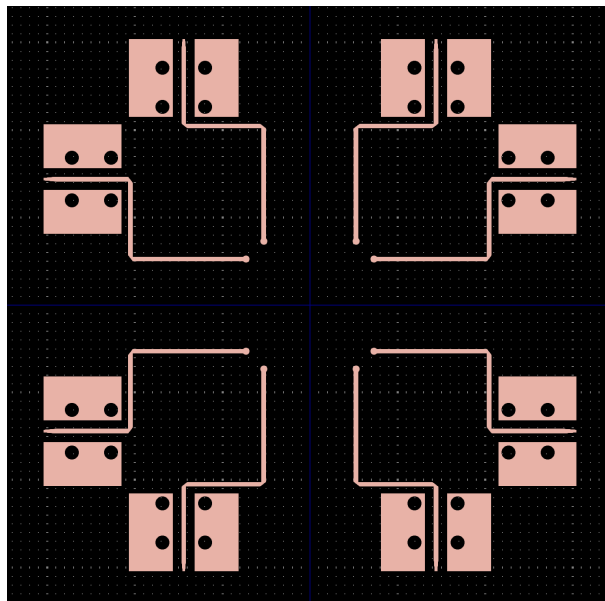


Figura D12: Vista de archivo gerber de líneas microstrip del array 2x2

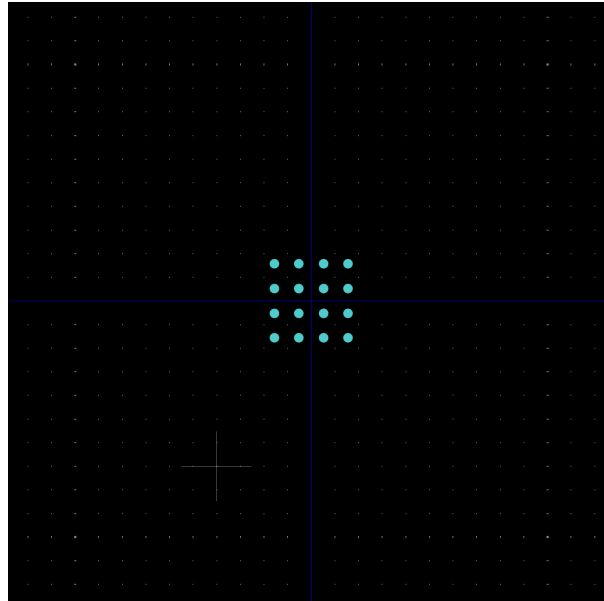


Figura D13: Vista de archivo gerber de parches pasivos del array 4x4

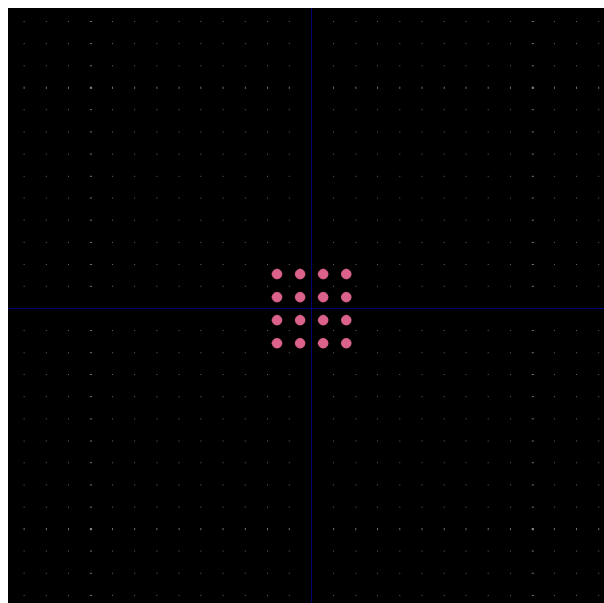


Figura D14: Vista de archivo gerber de parches activos del array 4x4

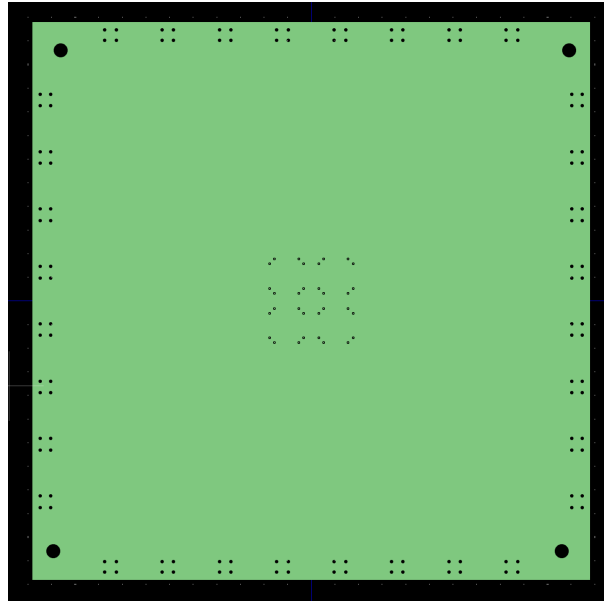


Figura D15: Vista de archivo gerber del plano de masa del array 4x4

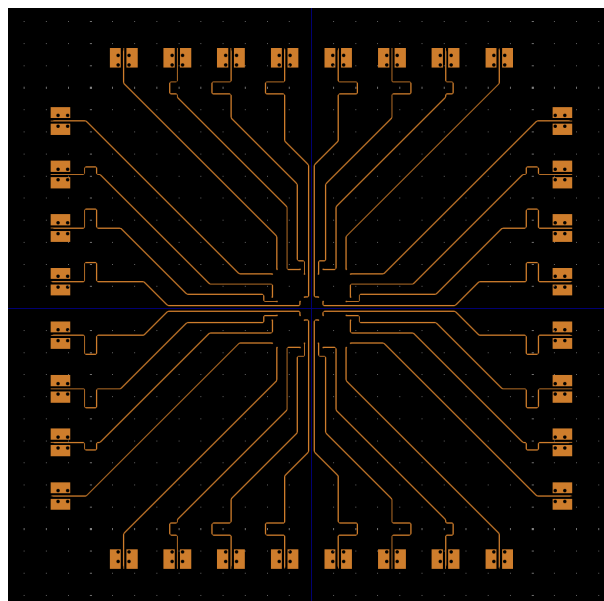


Figura D16: Vista de archivo gerber de líneas microstrip del array 4x4

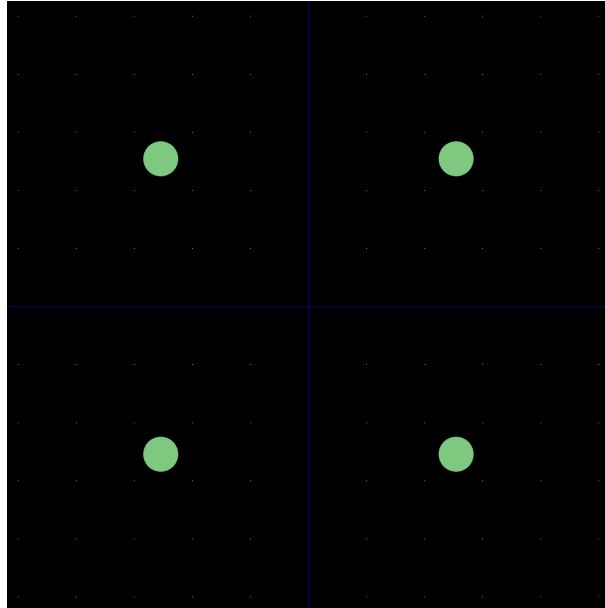


Figura D17: Vista de archivo gerber de la posición de los agujeros del array 2x2

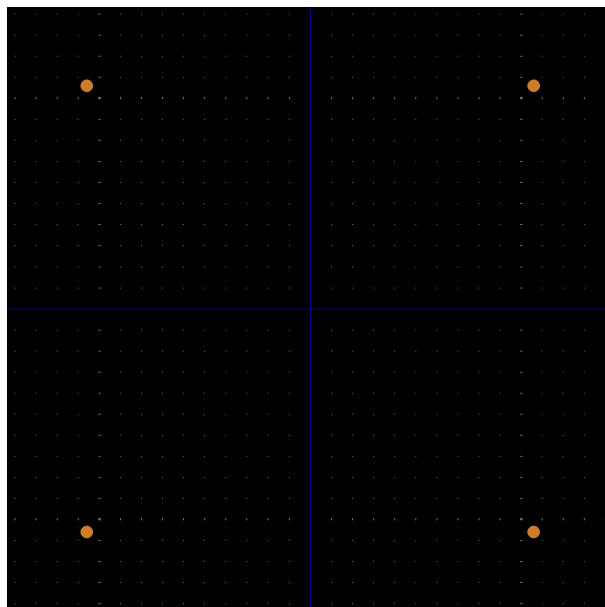




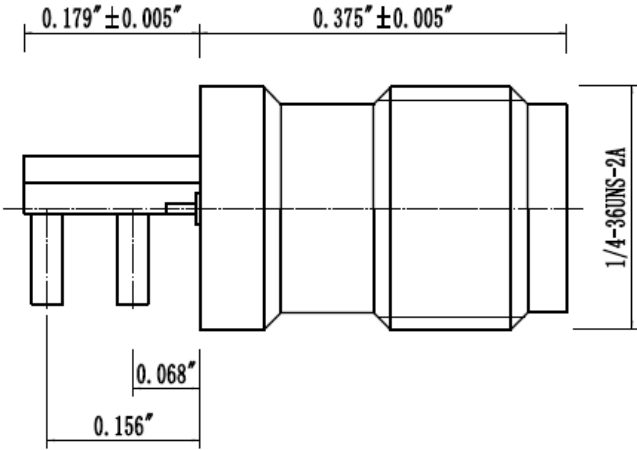
Figura D18: Vista de archivo gerber de la posición de los agujeros del array 4x4

Anexo E: Hoja de especificaciones del conector utilizado


MUELLER
DATASHEET

BU-1420761881
(CONN SMA JACK STR 50 OHM EDGE MNT)





Technical drawing showing dimensions for the SMA connector:

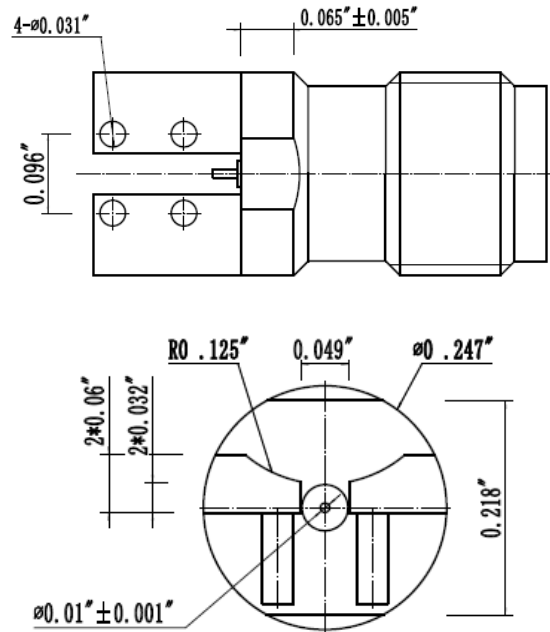
- Top left dimension: $0.179" \pm 0.005"$
- Top middle dimension: $0.375" \pm 0.005"$
- Bottom left dimension: $0.156"$
- Bottom middle dimension: $0.068"$
- Right side dimension: $1/4-36\text{UNS}-2A$

Mueller Electric Company
2850 Gilchrist Rd. Bld 5A
Akron, OH 44305

www.muellerelectric.com

Toll Free: 800.955.2629
Phone: 330.780.2525
Fax: 330.780.2524

Figura E19: Hoja 1 de especificaciones de conector *Mueller*



(Dimensions in Inches)

- Impedance: 50 Ohms
- Frequency Range: 0-26.5G
- VSWR: 1.4 Max at 0-18G
- Working Voltage: 170V At Sea Level
- Dielectric Withstanding Voltage: 335V Min at Sea Level
- Contact Resistance at center contact: < 3.0 milliohms
- Material:
 - Body: "1U" Gold plated Brass
 - Contact: "5U" Gold plated Beryllium Copper
 - Insulator: Teflon
- Meets or exceeds the applicable paragraph of Mil-C-39012
- Operating Temperature: -65°C (-85°F) to 150°C (302°F)
- RoHS 3 Compliant

Mueller Electric Company
2850 Gilchrist Rd. Bld 5A
Akron, OH 44305

www.muellerelectric.com

Toll Free: 800.955.2629
Phone: 330.780.2525
Fax: 330.780.2524

Figura E20: Hoja 2 de especificaciones de conector *Mueller*

Graduado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

Pablo Montoro García

Madrid, Junio de 2024