

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Asier Balduz Bertol

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 27 de Enero de 2017





UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA
E.T.S.I.I. y de Telecomunicación
Campus de Arrosadía s/n
31006-Pamplona Navarra-Spain
Tfno: 34-948-169000 Fax: 34-948-169169

upna
Universidad
Pública de Navarra
Nafarroako
Unibertsitate Publikoa

Acta de Trabajo Fin de Grado

Título:

“Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz”

Alumno: Asier Balduz Bertol

Tutor del Proyecto: Dr. Juan Carlos Iriarte Galarregui

Reunido el tribunal, compuesto por los siguientes miembros,

Presidente,

Secretario,

Vocal 1º,

Fdo:.....

Fdo:.....

Fdo:.....

acuerda otorgar la calificación de

Pamplona, a 27 de Enero de 2017

RESUMEN

Hoy en día el uso de las comunicaciones inalámbricas sigue creciendo de una forma exponencial, lo que está produciendo una rápida congestión de las bandas frecuenciales inferiores. Dicha congestión hace que las aplicaciones en las bandas frecuenciales altas resulten cada vez más atractivas.

La próxima generación de comunicaciones móviles, por ejemplo, ha designado la banda de ondas milimétricas a 60 GHz como su principal frecuencia de operación.

Es por ello que la necesidad de diseñar antenas que operen en este rango de frecuencias este cobrando cada vez más interés.

Este proyecto tiene como objetivo el diseño y simulación de dos arrays de antenas parche microstrip, uno con polarización lineal y otro con polarización circular, a la frecuencia de 60 GHz, utilizando para ello distintos métodos de alimentación, distintas configuraciones para la obtención de la polarización circular, así como la variación del número de parches.

El diseño a alta frecuencia hace que las dimensiones de los dos arrays sean de unos pocos milímetros, lo que complica el proceso de fabricación. Es por ello que dicho diseño se va a realizar con el objetivo de poder fabricar ambos arrays mediante un método de bajo coste, así como en una única capa.

Se ha seleccionado un sustrato de tipo Rogers 5880, con una altura de 0.127mm y una distancia entre antenas de $0.6\lambda_0$, que evita la aparición de los grating lobes.

Para el diseño del array de antenas parche microstrip con polarización lineal, se comenzará con el cálculo de las dimensiones del parche microstrip a integrar en el array para seguidamente estudiar qué forma de alimentación es la que mejor encaja en el diseño. A continuación, se ira variando el número de antenas parche microstrip hasta alcanzar la configuración óptima NxN que ofrezca una directividad en torno a los 20 dBi.

Para el diseño del array de antenas parche microstrip con polarización circular, se comenzará por la generación de polarización circular en un parche microstrip que mejor se adapte al diseño. Seguidamente y mediante la reutilización de diferentes partes diseñadas en el array de polarización lineal, se ira variando el número de antenas parche microstrip y observando la evolución del axial ratio, parámetro que refleja el tipo de polarización, hasta alcanzar la configuración óptima NxN que ofrezca una directividad en torno a los 27 dBi.

Tras el diseño y simulación de ambos arrays, se ha incorporado un conector de 1.85mm con el fin de observar si dicha inserción varia los resultados obtenidos.

Se han presentado dos diseños que cumplen con las especificaciones tanto de directividad como de axial ratio, en el caso de la polarización circular. Dichos diseños han finalizado con un array de 64 antenas parche y dimensiones de 30x30x0.127mm para el caso de polarización lineal y con un array de 256 antenas parche microstrip y dimensiones de 60x60x0.127mm para el caso de polarización circular.

Al final de proyecto se muestran las conclusiones obtenidas, así como las posibles líneas futuras.

ABSTRACT

Nowadays the use of wireless communications continues growing exponentially, which is causing a fast congestion of lower frequency bands. Such congestion makes applications in high frequency bands increasingly attractive.

The fifth generation of mobile communications, for example, has designated the millimeter waveband at 60 GHz as its main operating frequency.

Therefore the need to design antennas operating in this frequency range is getting more and more interesting.

This project aims to design two arrays of microstrip patch antennas, one with linear polarization and the other with circular polarization, at the frequency of 60 GHz, using different feeding methods, different configurations to obtain the circular polarization, as well as the variation of the number of patches.

The high frequency design makes the dimensions of the two arrays a few millimeters, which complicates the manufacturing process. Therefore, this design has been realized with the objective of being able to manufacture both arrays in a single layer by means of a low cost method.

A Rogers 5880 substrate, with a height of 0.127mm and a distance between antennas of $0.6\lambda_0$, has been selected to prevent grating lobes appearance.

For the design of the microstrip patch antenna array with linear polarization, it will be taken into accounts firstly to fix the dimensions of the microstrip patch to be integrated into the array. Then the study of the best feeding system for the configuration will be studied. Finally, the number of microstrip patch antennas will be varied to reach the optimum NxN configuration that offers a directivity around the 20 dBi.

The design of the circularly polarized microstrip patch antenna array begins by generating circular polarization in a microstrip patch that best suits the design. Next, and by reusing different parts designed in the linear polarization array, the number of microstrip patch antennas will be varied and the evolution of the axial ratio will be observed until the optimum NxN configuration is achieved Directivity around 27 dBi.

After the design and simulation of both arrays, a connector of 1.85mm has been incorporated in order to observe if this insertion varies the obtained results.

Two different array designs have been presented which comply with the directivity and Axial Ratio specifications required. These designs have ended with an array of 64 patch antennas and dimensions of 30x30x0.127mm for the case of linear polarization and with an array of 256 antennas microstrip patch and dimensions of 60x60x0.127mm for the case of circular polarization.

At the end of the project, the conclusions obtained and the possible future lines are shown.

LISTA DE PALABRAS CLAVE

- ARRAY
- ALTA FRECUENCIA
- POLARIZACIÓN LINEAL
- POLARIZACIÓN CIRCULAR
- ANTENAS PARCHE
- MICROSTRIP
- ANSYS HFSS
- DIRECTIVIDAD
- DISEÑO
- SIMULACIÓN
- APLICACIÓN ESPACIAL

ÍNDICE

Capítulo 1: INTRODUCCIÓN

1.1 Antenas parche.....	1
1.2 Arrays de antenas parche	4
1.3 Polarización en antenas parche.....	4
1.4 Tendencia a alta frecuencia	5
1.5 Software empleado para el diseño y simulación.....	7
1.6 Estructura del proyecto.....	9
1.6.1 Especificaciones requeridas para diseñar los arrays.....	9
1.6.2 Procedimiento a seguir para el diseño.....	10

Capítulo 2: PRINCIPIOS BÁSICOS SOBRE LA POLARIZACIÓN

2.1 Introducción a la polarización	11
2.2 Tipos de polarización	13
2.3 Componentes Copolar y Contrapolar.....	14
2.4 Polarización circular en antenas parche microstrip	16
2.4.1 Single Feed Method (Método de Alimentación Única).....	16
2.4.2 Dual Feed Method (Método de Alimentación Dual).....	18
2.4.3 Synchronous Subarrays (Subarray Síncrono)	19
2.4.4 Comparativa de los métodos anteriores.....	20

Capítulo 3: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS MICROSTRIP

3.1 Teoría general de funcionamiento y herramientas de diseño	21
3.2 Métodos de análisis para una antena microstrip.....	23
3.2.1 Modelo de línea de transmisión.....	24
3.3 Métodos de excitación para antenas parche microstrip	26
3.3.1 Métodos directos de alimentación	27
3.3.1.1 Edge Feed Patches (Alimentación Por Borde de Antena)	27
3.3.1.2 Probe Feed Patches (Alimentación Por Sonda).....	29
3.3.2 Métodos de alimentación sin contacto.....	30
3.3.2.1 Proximity Coupled Patches (Alimentación por Proximidad)	30

3.3.2.2 Aperture Coupled Patches (Alimentación por Proximidad)	32
3.3.3 Tabla comparativa de los cuatro métodos de alimentación	34
3.4 Efectos del sustrato para parches de capa única.....	35
Capítulo 4: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS AGRUPACIONES DE ANTENAS	
4.1 Introducción a las agrupaciones de antenas.....	39
4.1.1 Principales características de las agrupaciones de antenas.....	40
4.1.2 Campos radiados por las agrupaciones de antenas	41
4.1.3 Propiedades del factor de agrupación	43
4.1.4 Distribuciones unidimensionales y bidimensionales	45
4.1.4.1 Distribuciones unidimensionales	46
4.1.4.2 Distribuciones bidimensionales	52
4.2 Métodos de alimentación en agrupaciones de antenas.....	53
4.2.1 Alimentación en serie.....	53
4.2.2 Alimentación en paralelo	55
4.2.3 Comparación de los diferentes métodos	56
4.4 Redes de tres puertos (Divisores de Potencia).....	57
4.4.1 Propiedades básicas de las redes de tres puertos	57
4.4.2 Tipos de divisores de tres puertos	59
4.4.2.1 Divisor de potencia T-Junction	59
4.4.2.2 Divisor de potencia Wilkinson.....	62
Capítulo 5: DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN LINEAL A 60 GHz	
5.1 Introducción	63
5.2 Cálculo de las dimensiones del parche microstrip	65
5.3 Dibujado del parche y estudio de la forma de alimentación.....	66
5.3.1 Excitación mediante adaptación de impedancias.....	67
5.3.2 Excitación mediante cavidad.....	73
5.3.3 Comparación de ambas técnicas de excitación	79
5.4 Array de 2 antenas parche microstrip con polarización lineal.....	80
5.5 Array de 4 antenas parche microstrip.....	91
5.6 Array de 8 antenas parche microstrip.....	97

5.7 Array de 16 antenas parche microstrip	105
5.8 Array de 64 antenas parche microstrip	110
5.9 Diseño de conector de 1.85mm e integración en el array	116
Capítulo 6: DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR A 60 GHz	
6.1 Introducción	129
6.2 Métodos de obtención de la polarización circular	131
6.2.1 Polarización circular mediante deformaciones laterales	131
6.2.2 Polarización circular mediante stub diagonal	138
6.2.3 Comparación de las técnicas anteriores	143
6.3 Array de 2 antenas parche microstrip con polarización circular	144
6.4 Array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular	149
6.5 Array de 8 antenas parche microstrip con polarización circular	156
6.6 Array de 16 antenas parche microstrip con polarización circular	160
6.7 Array de 64 antenas parche microstrip con polarización circular	164
6.8 Array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular	168
6.9 Inserción del conector de 1.85mm al diseño final	172
Capítulo 7: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	
BIBLIOGRAFÍA	181

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

Con este capítulo se pretende introducir aquellos conceptos necesarios para poder entender este proyecto en su totalidad, así como comprender el objetivo al cual se quiere llegar mediante el diseño y análisis de estos dos arrays de antenas parche basados en tecnología microstrip a alta frecuencia.

1.1 Antenas parche

A menudo mencionada como uno de los desarrollos más emocionantes en el mundo de las antenas y en la historia electromagnética, la antena parche microstrip ha llegado a ser probablemente una de las soluciones más versátiles en aquellos sistemas que requieren de un elemento radiante. Estas antenas se clasifican dentro del grupo de antenas impresas, es decir, elementos radiantes que utilizan procesos de fabricación de circuitos impresos para desarrollar la estructura de radiación y alimentación.

De todas las antenas impresas incluyendo dipolos, ranuras y ranuras cónicas, las antenas parche microstrip son sin duda las más populares y rentables. Esto se debe en gran parte a todas sus características destacadas: incluyendo la facilidad de integración, un buen control de la radiación y su bajo coste de producción

Una antena microstrip está formada por un parche metálico alimentado por una línea de transmisión. Ambos se encuentran situados sobre un sustrato de material dieléctrico que a su vez se encuentra posado sobre un plano metálico conductor.

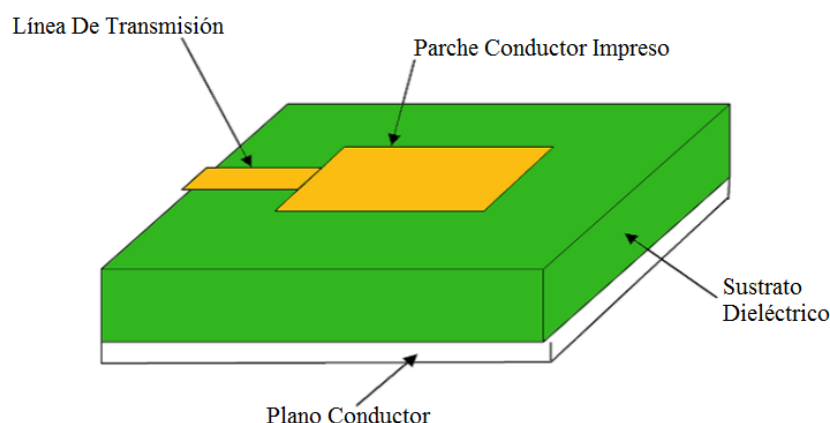


Figura 1.1: Esquema de una antena parche microstrip convencional

La expresión “parche” se deriva de la forma del conductor impreso en la antena la cual es tradicionalmente rectangular o circular, aunque el parche puede adoptar multitud de formas entre las que se incluyen la forma circular, triangular, elíptica etc. [1]

Además, este tipo de antenas permiten conseguir tanto polarizaciones lineales como circulares ya sea con un único parche o bien mediante la agrupación de varios de ellos en un array, dando lugar a mayores directividades y la posibilidad de inclinar el diagrama de radiación si se desea.

La investigación sobre el mundo de las antenas impresas y en concreto sobre las antenas parche microstrip se ha llevado a cabo en los últimos treinta o cuarenta años con contribuciones de variedad de empresas, organizaciones gubernamentales y universidades de todo el mundo.

Las antenas parche microstrip presentan una variedad de ventajas entre las que se destacan las siguientes:

- **Tamaño y perfil:** En su forma convencional, la antena parche microstrip es relativamente pequeña en comparación con otros radiadores. El volumen ocupado por este tipo de antenas es menor que la mayoría de las antenas de apertura eléctrica. Además, el espesor mínimo del material permite que el parche de microstrip se integre de una forma fácil a los objetos, como por ejemplo el fuselaje de un avión, el cuerpo de un misil e incluso a un ordenador. [1]
- **Facilidad de fabricación, integración y bajo coste:** Como se comentó anteriormente, el parche microstrip puede desarrollarse fácilmente usando técnicas estándar de grabado de circuitos impresos, lo que supone una reducción en los gastos de fabricación importante. Además, se integran fácilmente con sus redes de alimentación a diferencia de las antenas de cable o las antenas basadas en guía de onda. [1]
- **Fáciles de integrar en arrays:** Las antenas parche microstrip se consideran radiadores de ganancia media (típicamente 8 dB) y por lo tanto para aplicaciones donde se requiere una mayor ganancia, se deben de aplicar técnicas de arrays. Como las antenas microstrip son básicamente antenas bidimensionales (ignorando la altura de los materiales utilizados), es posible fabricar toda la red de alimentación de la matriz sobre una única capa, y los elementos radiantes se pueden colocar bien sobre esa misma capa o sobre una capa muy próxima a ella. [1]
- **Eficiencia:** Las antenas microstrip son básicamente radiadores eficientes. Esto se puede atribuir a un simple hecho: son radiadores de tipo resonante.

Pero no todo en este tipo de antenas son ventajas. Existen una serie de desventajas las cuales se destacan a continuación:

- **Ancho de banda estrecho:** En su forma convencional, el ancho de banda de una antena parche microstrip es estrecho, limitado a valores por debajo de un 2% de la frecuencia operativa. Esto se puede atribuir a dos factores: a lo fino que puede llegar a ser el sustrato y a que este tipo de antenas, como se ha comentado anteriormente, es de estilo resonante, por lo que la resonancia solo es eficiente en una banda estrecha de frecuencias. [1]
- **Excitación de ondas de superficie:** Debido a la presencia del sustrato dieléctrico, la antena de parche microstrip convencional excitará siempre una onda de superficie TM_0 a menos que el material que se utilice sea aire. Esto va a conducir a una reducción de la eficiencia de la antena y al acoplamiento de dicha onda de superficie a otros ámbitos de la antena y red de alimentación. [1]
- **El tamaño:** Aunque anteriormente se han abordado las ventajas de las antenas microstrip por su tamaño, también tiene desventajas y es que existen aplicaciones donde la forma de esta antena impresa es demasiado grande. Estas aplicaciones están asociadas a la industria inalámbrica, en particular al desarrollo de terminales de comunicación manuales que funcionan a frecuencias inferiores a 2GHz. [1]
- **Rendimiento en la radiación:** Aunque el rendimiento en la radiación del parche microstrip se comporta razonablemente bien, y conseguir una polarización dual es relativamente sencillo en comparación con otro tipo de antenas, hay casos en los que la tecnología microstrip no puede cumplir adecuadamente con los requisitos del sistema. [1]

Aunque existen ciertas técnicas que permiten paliar el efecto de las desventajas comentadas anteriormente, como por ejemplo utilizar técnicas de alimentación especiales que permitan mejorar el ancho de banda, utilizar arrays para mejorar la ganancia y mejorar el ancho de banda o utilizar estructuras PBG (*photonic Band Gap*) [2] para reducir las limitaciones asociadas a las ondas de superficie.

Como se ha comentado anteriormente, existen infinidad de aplicaciones para este tipo de antenas. Entre ellas se destacan las siguientes:

- **Radar (Frecuencia fija/ Radar de bajo ancho de banda y sistemas de detección de bajo coste).**
- **Misiles (Donde se incluyen el guiado de misiles y los sensores).**
- **Aeronáutica (Comunicaciones y navegación, sistema de aterrizaje a ciegas).**
- **Comunicaciones por satélite.**

1.2 Arrays de antenas parche

La antena de parche microstrip generalmente se clasifica como un tipo de antena cuya ganancia se encuentra entre el orden de 5 - 8 dBi en su forma convencional.

Una de las propiedades que poseen las antenas microstrip y que le dan ventaja sobre sus homólogos de alambre y metal, es la relativa facilidad con la que este tipo de estructuras pueden ser integradas o combinadas para formar una matriz de antenas o array. La utilización de la tecnología de circuito impreso para fabricar este tipo de agrupaciones permite obtener toda la estructura mediante un procedimiento simple y de bajo coste.

En la *Figura 1.2* que se muestra a continuación se puede ver una estación base de comunicación móvil que incorpora un array de antenas parches microstrip.

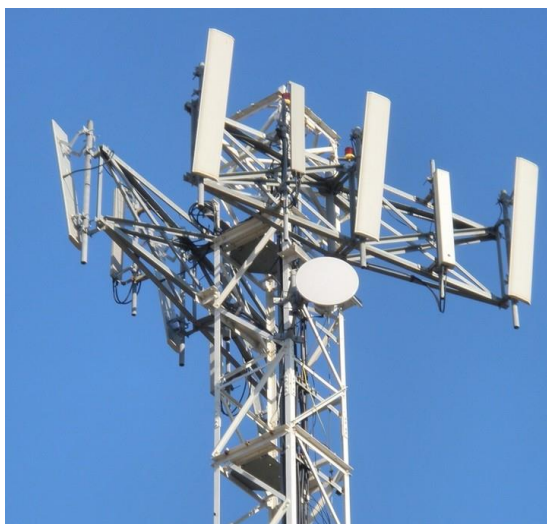


Figura 1.2: Array de antenas parche microstrip en estación base. [13]

1.3 Polarización en antenas parche

A la hora de realizar una comunicación mediante ondas electromagnéticas transmitidas por el aire, se va a encontrar multitud de problemas relacionados con la propagación.

En los sistemas de comunicación típicos como pueden ser los punto-multipunto, las antenas que se encuentran colocadas en la estación base poseen una polarización lineal, mientras que, en el terminal del usuario, la orientación de la antena puede ser tal que no se encuentre orientada con la antena o paralela situada en la estación base.

Dicha desorientación o desalineamiento entre las antenas va a producir pérdidas debidas a la polarización, lo que supondrá una reducción de la eficiencia del sistema.

Pero no solo afecta la desorientación en un enlace mediante ondas electromagnéticas, sino que, el ambiente que rodea al enlace también cobra importancia en cuanto a eficiencia del sistema se refiere. [2]

En un ambiente en el que existan fenómenos multicamino llegaran a la antena un gran numero adicional de señales. Se dará el caso en el que un gran número de los objetos que van a reflejar dichas ondas, varíen su polarización dando lugar a un desalineamiento con la antena receptora creando dificultades en la comunicación. [2]

Debido a problemas como los que se han nombrado anteriormente es por lo que se estudian técnicas que permitan realizar un enlace más robusto como puede ser el empleo de una polarización circular.

En el mundo de las antenas parches microstrip, un parche convencional posee una polarización lineal. Sin embargo, mediante diferentes técnicas es posible lograr una polarización circular de una forma sencilla como se verá en capítulos posteriores.

El empleo de una polarización circular es una buena opción a tener en cuenta ya que puede ayudar a evitar muchos de los problemas en la comunicación, los cuales se verían traducidos principalmente en pérdidas para la señal recibida.

1.4 Tendencia a alta frecuencia

Los dos Arrays de antenas parche microstrip que se presentan en este proyecto van a trabajar a una frecuencia de unos 60 GHz. Dicha frecuencia se encuentra en la banda más alta en cuanto a la gama de las radiofrecuencias se refiere, la banda **EHF** cuyas siglas significan **Frecuencia Extremadamente Alta** o en ingles *Extremely High Frequency*.

EHF comprende las frecuencias de 30 – 300 GHz con longitudes de onda comprendidas entre 1mm - 10mm, por lo que también se denomina banda u onda milimétrica.

Durante los últimos años se ha ido acumulando un conocimiento sustancial sobre el canal de onda milimétrica a 60GHz.

En 2001, la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) asignó 7GHz en la banda de 54 - 64GHz (EEUU) para uso sin licencia. La apertura de esa gran parte de espectro libre, combinada con los avances en las tecnologías de comunicaciones inalámbricas, ha reavivado el interés en esta parte del espectro. [5]

Las oportunidades que se ven inmediatamente en esta región particular del espectro incluyen redes inalámbricas de nueva generación (WPAN).

Ahora se plantea la siguiente pregunta, ¿realmente necesitamos emplear la banda de 60GHz? La respuesta es sí y dicha conclusión podemos achacarla, por ejemplo, a que las bandas en torno a los 60GHz están disponibles en todo el mundo como se observa en la siguiente figura:

	Frequency (GHz)									
	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66
Australia				59.4		62.9				
Canada and USA	57							64		
Japan			59							66
Europe	57									66

Figura 1.3: Espectro disponible en torno a 60 GHz. [5]

Centrándose en España, el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias detalla la utilización de la banda de 60GHz para sistemas de datos de banda ancha, tanto en exteriores como en interiores. Más concretamente, aplicaciones de banda ancha y corto alcance para transmisión de datos a muy alta velocidad, conocidas como **MGWS** (*Multiple Gigabit Wireless Systems*), tanto en sus modalidades de servicio fijo punto a punto como extensión e infraestructura de redes de área local (FLANE), redes de área local (WLAN) con movilidad y redes personales locales (WPAN) en aplicaciones de interior, que podrán operar en la **banda de frecuencias de 57-66 GHz** coexistiendo con otras aplicaciones aparte de estas frecuencias. [4]

Las antenas empleadas en estos enlaces a frecuencias de 60GHz poseen anchos de haz muy estrechos, algo que coincide con las características de las antenas parche microstrip que se van a emplear en este proyecto para realizar los diferentes arrays.

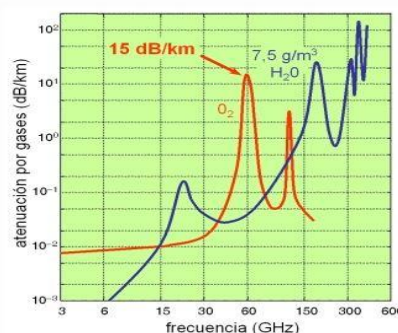


Figura 1.4: Gráfica de atenuación por gases a diferentes frecuencias. [4]

Por otro lado, y a estas frecuencias, la molécula de oxígeno posee un pico de absorción que provoca pérdidas de propagación elevadas (en torno a unos 15dB/Km, *Figura 1.4*), a lo que se añaden los efectos provocados por la atenuación debida a la lluvia. Esto va a limitar el alcance de los enlaces, sin embargo, también traerá beneficios, ya que existirá una inmunidad frente a interferencias y una mayor seguridad en las comunicaciones. [4]

Por último, cabe destacar que también se dispone de las bandas en torno a los 70-80 GHz para la instalación de radioenlaces de alta capacidad, los cuales poseen características similares para conseguir elevadas tasas de transmisión de datos. [4]

1.5 Software empleado para el diseño y simulación

Para el diseño y la correspondiente simulación de los diferentes arrays de antenas parche microstrip se ha empleado el software HFSS cuyas siglas en inglés hacen referencia a “*High Frequency Electromagnetic Field simulati3n*”. Dicho software permite simular campos electromagnéticos de onda completa 3D.

HFSS pertenece a la familia ANSYS y ofrece tecnologías de resolución de última generación basadas en elementos finitos, ecuación integral, métodos asintóticos y métodos híbridos avanzados para resolver una amplia gama de aplicaciones en el campo de las microondas y radiofrecuencia a alta velocidad. [6]

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

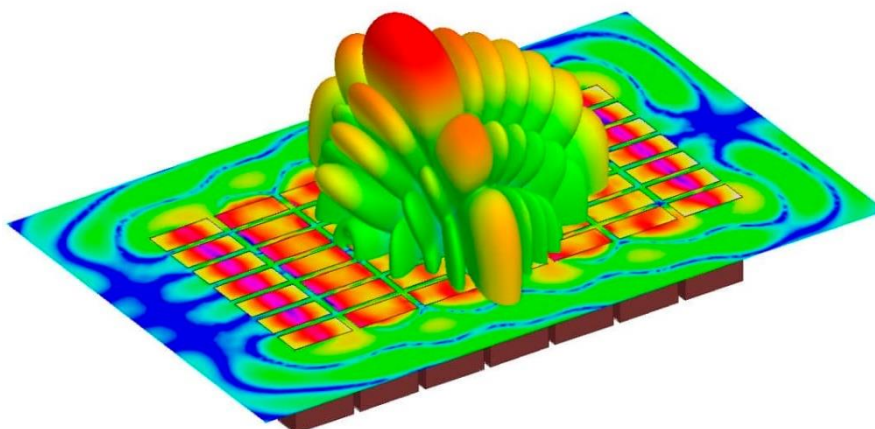


Figura 1.5: Campo E y diagrama de radiaci3n en 3D para un array de antenas. [14]

En el proceso de mallado, se utiliza una técnica de malla volumétrica muy robusta e incluye una capacidad de múltiples hilos que reduce la cantidad de memoria utilizada, lo cual nos va a permitir realizar simulaciones en periodos más cortos de tiempo. [6]

Además, HFSS utiliza tetraedros a la hora de conformar el mallado y así determinar una solución a un problema electromagnético dado.

La utilización de tetraedros en combinación con el mallado adaptativo crea una malla geoméricamente conformada y electromagnéticamente apropiada para cualquier simulación arbitraria de HFSS. Esto proporciona un resultado con una alta fidelidad en comparación con otro tipo de simulaciones.

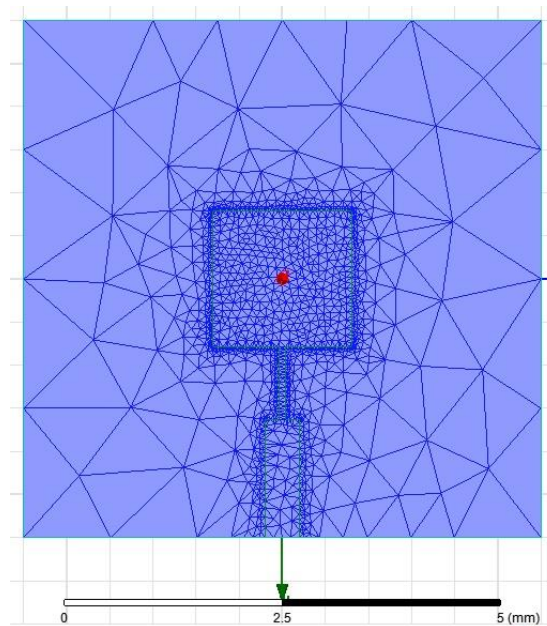


Figura 1.6: Malla adaptativa en una antena parche microstrip simple

Por último, cabe destacar que el software ANSYS HFSS posee una tecnología de simulación de arrays finitos que aprovecha la naturaleza repetitiva de las geometrías de array. Dicha tecnología hace posible realizar un análisis de array completo para predecir el acoplamiento mutuo entre elementos de la matriz, impedancia de barrido, patrones en los elementos, efectos de borde de array etc. [6]

1.6 Estructura del proyecto

En la actualidad se están demandando antenas planas a altas frecuencias. El número creciente de aplicaciones en la banda de 60 GHz y las mejoras en las técnicas de fabricación, hacen de la tecnología plana un buen recurso para ofrecer soluciones de alta ganancia. Se trata de un campo en el cual se han desarrollado prototipos que han servido de primera toma de contacto con el diseño de arrays de antenas parche microstrip a alta frecuencia.

1.6.1 Especificaciones requeridas para diseñar los arrays

En el proyecto que se presenta mediante esta memoria, se pretende diseñar y simular dos arrays de antenas parche microstrip, cada una de las cuales va a operar a una frecuencia de 60 GHz.

Una de las agrupaciones de antenas parche se debe diseñar para que emita con polarización lineal y la otra agrupación, sin embargo, debe emitir con polarización circular. La agrupación que emita mediante polarización lineal se debe diseñar con el fin de alcanzar un nivel de ganancia en torno a los 20 dBi mientras que, la agrupación que emita con polarización circular, se debe diseñar para alcanzar un valor de ganancia en torno a los 27 dBi además de que el Axial Ratio se encuentre por debajo de 1 dB.

Ambas antenas se van a diseñar y simular con el software HFSS de la casa ANSYS, utilizando un sustrato de tipo Rogers 5880, sustrato comercial disponible en el laboratorio, con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y con una altura de sustrato $h = 0.127\text{mm}$. Dicha altura de sustrato se ha elegido con el fin de obtener un ancho de banda aceptable ya que, como se ha explicara más adelante, cuanto más grueso es el material del sustrato mayor es el ancho de banda.

Parámetros	Polarización Lineal	Polarización Circular
Frecuencia	60 GHz	60 GHz
Ganancia	20 dBi	27dBi
Axial Ratio	-	<1 dB
Sustrato	Rogers 5880	Rogers 5880
Constante Dieléctrica	$\epsilon_r = 2.2$	$\epsilon_r = 2.2$
Altura Sustrato	$h = 0.127\text{mm}$	$h = 0.127\text{mm}$

Tabla 1.1: Especificaciones de diseño para los arrays de antenas parche microstrip

1.6.2 Procedimiento a seguir para el diseño

En primer lugar, se calcularán las dimensiones de la antena parche para que resuene a una frecuencia de 60 GHz. Una vez conocidas las dimensiones se dibujará la antena en el software antes mencionado para, posteriormente, probar las diferentes formas de alimentación y seleccionar aquella que mejores resultados ofrezca.

Una vez conocida la forma más óptima de alimentación, se pasará a diseñar un primer array de dos antenas parche y, por lo tanto, también se diseñará y estudiará la forma de alimentación de dicho array y el divisor de potencia para distribuir la energía entre ambos elementos.

A continuación, se montará un array de cuatro elementos y se solventarán los problemas para que la potencia, una vez dividida, llegue en fase a todos los elementos de la matriz.

Si la matriz de cuatro elementos nos ofrece los resultados deseados, se pasará a diseñar el array de ocho elementos solventando igualmente los diferentes problemas para que la potencia llegue en fase a los diferentes elementos.

A medida que vaya creciendo el número de elementos se irá observando mediante diagramas de radiación el valor de la directividad y, a su vez, los valores de ganancia hasta dar con el número de elementos que ofrezcan un valor aproximado a los descritos en las especificaciones.

Cuando se vaya a abordar el diseño de la matriz de elementos con polarización circular, el proceso será el mismo que el descrito anteriormente, solo que se estudiará la forma de conseguir la polarización circular que mejores resultados ofrezca para, posteriormente, realizar las sucesivas matrices de elementos hasta dar con el valor que se pide en las especificaciones.

A la hora de comprobar los resultados para la polarización circular, se pondrá especial atención en el valor del axial ratio, el cual debe poseer un valor inferior a 1 dB. En los diagramas de radiación se comparará la polarización circular a izquierdas y la polarización circular a derechas, cuya distancia, interesa que sea lo más grande posible a fin de conseguir un valor de axial ratio pequeño.

CAPITULO 2: PRINCIPIOS BÁSICOS SOBRE POLARIZACIÓN

En este capítulo se pretende introducir los conceptos básicos sobre la polarización, así como las configuraciones de antenas planas capaces de generar las polarizaciones requeridas para cada aplicación.

2.1 Introducción a la polarización

La energía radiada por una antena se encuentra contenida en una onda transversal compuesta por un campo eléctrico y un campo magnético. Dichos campos son siempre ortogonales el uno con el otro y ortogonales a la dirección de propagación. [2]

La polarización de la antena se describe mediante el campo eléctrico de la onda electromagnética.

Generalmente todas las ondas electromagnéticas están polarizadas elípticamente. En este caso el campo eléctrico total de la onda se divide en dos componentes lineales, que son ortogonales una con respecto a la otra y, cada una de las cuales, posee una magnitud y una fase diferente. La elipse de polarización traza en función del tiempo para una dirección fija el extremo del vector del campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador desde la antena. [2]

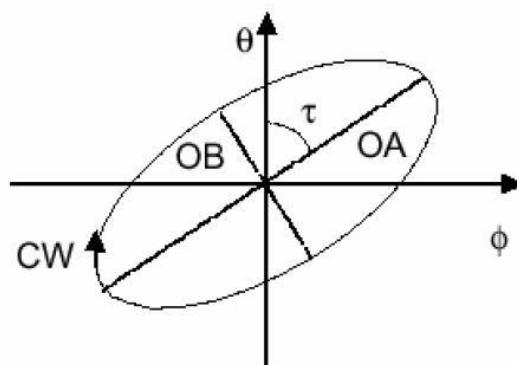


Figura 2.1: Elipse de polarización. [2]

$$\vec{E} = E_{\theta} \hat{\theta} + E_{\phi} \hat{\phi} \begin{cases} E_{\theta} = |E_{\theta}| e^{j\delta_{\theta}} \\ E_{\phi} = |E_{\phi}| e^{j\delta_{\phi}} \end{cases} \quad (2.1)$$

Si se pone la *ecuación 2.1* en función del tiempo, se obtiene la siguiente expresión:

$$E_{\phi i} = E_{\phi i} \cos(\omega t + \delta_{\phi}) \quad (2.2)$$

$$E_{\theta i} = E_{\theta i} \cos(\omega t + \delta_{\theta}) \quad (2.3)$$

Ahora se suprime la componente tiempo (t) para obtener la ecuación general:

$$\left(\frac{E_{\theta i}}{|E_{\theta}|}\right)^2 - 2\frac{E_{\theta i}}{|E_{\theta}|}\frac{E_{\phi i}}{|E_{\phi}|}\cos\delta + \left(\frac{E_{\phi i}}{|E_{\phi}|}\right)^2 = \text{sen}^2\delta \quad (2.4)$$

$$\delta = \delta_{\phi} - \delta_{\theta} \quad (2.5)$$

De las ecuaciones anteriores se puede obtener las siguientes relaciones:

- El ángulo que forma el eje mayor de la elipse con θ viene dado por la *ecuación 2.5* donde se cumple que si $\delta = \frac{\pi}{2}$ la elipse estará centrada en los ejes, o lo que es lo mismo $\tau = 0$.

$$\tau = \frac{1}{2} \arctg\left(\frac{2|E_{\theta}||E_{\phi}|}{|E_{\theta}|^2 - |E_{\phi}|^2} \cos\delta\right) \quad (2.6)$$

- El axial Ratio:

$$AR = \frac{OA}{OB} = \cot g \left| \frac{1}{2} \arcsen\left(\frac{2|E_{\theta}||E_{\phi}|}{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2} \sin\delta\right) \right| \quad (2.7)$$

- El sentido de giro que puede tener la polarización será, bien a derechas $\delta < 0$ o a izquierdas $\delta > 0$.

2.2 Tipos de polarización

Dos casos especiales de la polarización elíptica son **la polarización lineal** y **la circular**.

Ambas se diferencian entre sí en que, la polarización lineal posee una única componente, por lo que la elipse de polarización trazada por la onda quedará como una línea, pudiéndose cumplir una de estas tres opciones:

- $\delta = 0$.
- $E_{\theta} = 0$.
- $E_{\phi} = 0$.

El axial ratio para el caso de polarización lineal presentara un valor de $AR = \infty$.

Si se centra en el caso de la polarización circular, ya no se tiene una única componente, sino que entran en juego dos componentes linealmente polarizadas ortogonales, teniendo ambas la misma amplitud ($|E_{\theta}| = |E_{\phi}|$) y estando desfasadas 90° entre sí. Dependiendo de la dirección de rotación de la onda polarizada circularmente, se tendrá una onda polarizada a derechas (si $\delta = -90^{\circ}$) o polarizada a izquierdas (si $\delta = 90^{\circ}$). Por lo tanto, el sentido de giro va a venir determinado por el signo de la componente δ . [2]

El término utilizado para describir la relación existente entre la magnitud de las dos componentes del campo eléctrico linealmente polarizados en una polarización circular es el **Axial Ratio**. En una polarización circular pura, ambas componentes tienen la misma amplitud y el Axial Ratio es 1 o lo que es lo mismo 0 dB. [2]

Sin embargo, es difícil que una polarización circular sea pura. Cuando se da el caso en el que el Axial Ratio es mayor que 0 dB nos indica que una de las dos componentes lineales es mayor que la otra.

Es difícil poder fijar un margen a partir del cual una onda electromagnética ya no se puede considerar circularmente polarizada. El límite tomado es de 6 dB. En este punto la relación entre las componentes refleja que una es el doble que la otra ($20\log|AR|$). Los anchos de banda que fije el Axial Ratio se medirán a partir de este valor, es decir, estará formado por todo el rango de frecuencias en las que el Axial Ratio tome un valor inferior a 6 dB. [2]

2.3 Componentes Copolar y Contrapolar

Cualquier polarización existente se puede descomponer en la unión de dos componentes ortogonales entre sí.

$$\vec{E}(\theta, \phi) = E_\theta(\theta, \phi)\hat{\theta} + E_\phi(\theta, \phi)\hat{\phi} \rightarrow \vec{E} = E_{CPC}\hat{u}_{CPC} + E_{XPC}\hat{u}_{XPC} \quad (2.8)$$

Si las componentes pertenecen a una polarización de tipo circular, las ecuaciones quedarían de la siguiente forma:

$$E_{RHC} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta - jE_\phi)e^{-j\phi}$$

$$E_{LHC} = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta + jE_\phi)e^{+j\phi} \quad (2.9)$$

Las antenas con una polarización circular se diseñan de tal forma que únicamente radien una de las dos polarizaciones, la componente copolar, en vez de la componente crosplar.

En función de los valores que adopten estas dos componentes se pueden calcular las siguientes relaciones entre polarizaciones: [2]

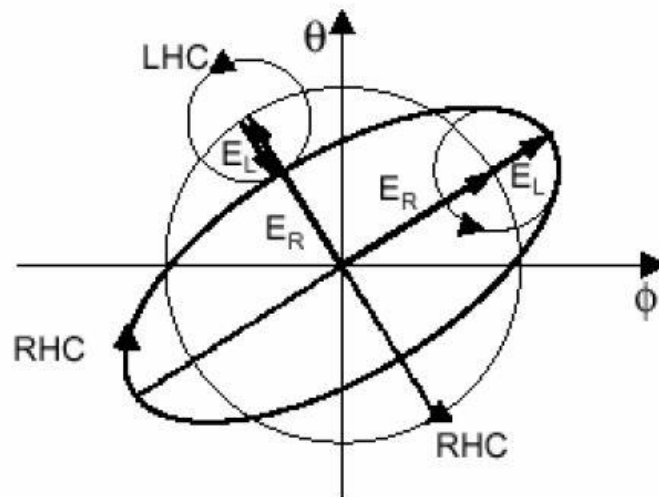


Figura 2.2: Componentes Copolar y Contrapolar sobre la elipse de Polarización

- Relación de polarización circular:

$$\rho = \frac{|E_{RHC}|}{|E_{LHC}|} \quad 0 \leq \rho \leq \infty \quad \begin{cases} \rho = 0 & \text{Circular a izquierdas} \\ \rho = 1 & \text{Lineal} \\ \rho = \infty & \text{Circular a derechas} \end{cases} \quad (2.10)$$

- Axial ratio:

$$r = \frac{|E_{RHC}| + |E_{LHC}|}{|E_{RHC}| - |E_{LHC}|} \rightarrow \begin{cases} r > 0 \rightarrow \text{Giro a derechas} \\ r < 0 \rightarrow \text{Giro a izquierdas} \end{cases} \quad (2.11)$$

$$AR = |r| \text{ con } 1 \leq AR \leq \infty \quad \begin{cases} AR = 1 \rightarrow \text{Polarización circular} \\ AR = \infty \rightarrow \text{Polarización Lineal} \end{cases}$$

- Conversiones:

$$r = \frac{\rho + 1}{\rho - 1} \quad (2.12)$$

$$\rho = \frac{r + 1}{r - 1}$$

Los diagramas de radiación se representan mostrando la polarización circular a derechas y la polarización circular a izquierdas. Cuanta mayor distancia haya entre ambas gráficas menor será el valor del axial ratio, es decir, será más cercano a 0 dB.

En conclusión, para el diseño interesa el poder conseguir una antena, en el caso de la polarización circular, que presente un axial ratio lo más cercano a 0 dB y que posea un ancho de haz lo más grande posible, ya que eliminará problemas debidos a pérdidas de polarización.

Axial Ratio (dB)	Mínimas (dB)	Máximas (dB)
0.00	3.01	3.01
0.25	2.89	3.14
0.50	2.77	3.27
0.75	2.65	3.40
1.00	2.54	3.54
1.50	2.33	3.83
2.00	2.12	4.12
3.00	1.77	4.77
4.00	1.46	5.46
5.00	1.19	6.19
10.00	0.41	10.41

Tabla 2.1: Pérdidas por polarización entre antenas con diferentes polarizaciones en función del axial ratio. [2]

2.4 Polarización circular en antenas parche microstrip

Las antenas parche microstrip, en su forma convencional, poseen una polarización lineal.

Uno de los avances tecnológicos que posee este tipo de antenas es la relativa facilidad con la que se puede generar polarización dual, y por tanto circular (CP). Esta característica es una de las razones por la que las antenas parche microstrip se han utilizado para las comunicaciones espaciales integrándolas a bordo de satélites. [1]

Existen tres métodos efectivos para la generación de CP: [1]

- Usando un único enfoque de alimentación.
- Usando una técnica de alimentación dual
- Utilizando un enfoque de subarray síncrono.

Una vez nombrados los diferentes métodos, se va a pasar a explicar cuáles son las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos.

2.4.1 Single Feed Method (Método de Alimentación Única)

El principio para conseguir una polarización circular mediante este método se basa en la excitación de dos modos ortogonales, en un principio idénticos entre sí, solo que con un desfase de 90° entre ellos. Realizarlo en un parche mediante una única alimentación no es muy complicado de implementar. [1]

El primer requisito para conseguir una polarización circular en el parche, es alimentarlo por una de sus diagonales ya que de esta forma se estará excitando dos modos ortogonales entre sí, uno en dirección X y otro en dirección Y. [1]

El segundo de los requisitos a cumplir es lograr un cambio de fase entre ambos modos de 90° . Para lograr tal fin, existen diferentes métodos como por ejemplo haciendo una dimensión de resonancia ligeramente más larga que la otra, truncando un conjunto de esquinas del parche o incluso poniendo una ranura dentro del parche. [1]

Cabe destacar que la alimentación no tiene por qué ser desde la diagonal, también se puede alimentar desde el centro del parche y conseguir un desfase entre modos mediante la alteración de la forma del parche ya sea con recortes, ranuras o salientes.

La filosofía aquí es que, al ajustar ligeramente la frecuencia de resonancia de un modo con respecto al otro, si se diseña de la forma adecuada, hará que la diferencia de fase total entre ambos campos sea de aproximadamente 90° .

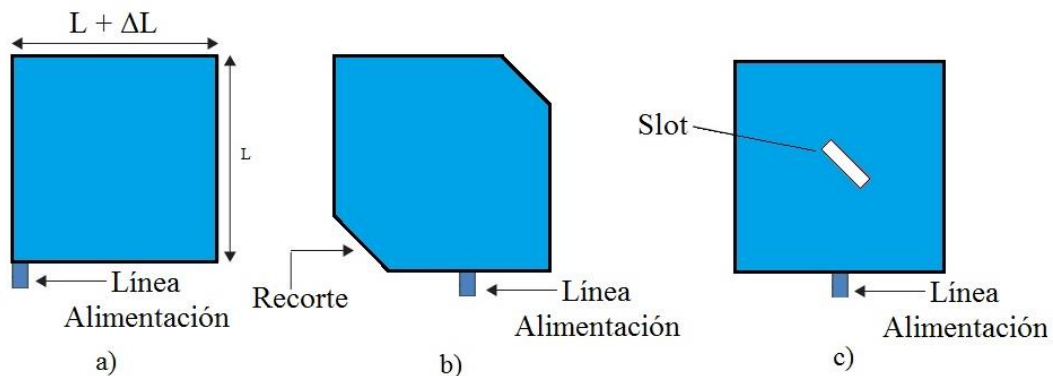


Figura 2.3: Diferentes métodos de conseguir desfase de 90° entre modos

En la figura 2.3 se puede observar una antena microstrip alimentada por el borde y con una sola alimentación para conseguir polarización circular.

La figura a) corresponde al método consistente en alargar una de las dimensiones del parche hasta alcanzar los 90° de desfase.

La figura b) hace referencia al método consistente en variar la forma del parche para conseguir dicho desfase, en este caso se trata de recortar las esquinas de la antena parche rectangular.

En la figura c) la alimentación se coloca en el centro del parche y en la dirección de una de las diagonales, una ranura o “slot” de tamaño y anchura tales, que obliguen a los modos a estar 90° desfasados.

En los casos b) y c), según las esquinas que se recorten en el parche o la diagonal seleccionada para direccionar la ranura obtendremos polarización a derechas o a izquierdas.

Aunque se trata de un método bastante fácil de implementar, existe un problema crítico, y es que el ancho de banda CP (relación axial inferior a 3dB) es extremadamente estrecho.

Dicho de otra forma, el problema aquí es asegurar que la relación de fase se mantenga a través de un rango de frecuencias, algo que es bastante complicado de conseguir sobre todo con la rápida variación de la impedancia que sufren las antenas tipo parche.

2.4.2 Dual Feed Method (Método de Alimentación Dual)

Probablemente el método más simple y común de producir polarización circular en una antena parche microstrip.

En este método dual, se excitan dos modos ortogonales utilizando alimentaciones separadas y asegurando que haya un desfase de 90° entre ellas mediante un híbrido de 90° dentro de una de las líneas de alimentación.

Esto se puede observar en la figura que se muestra a continuación.

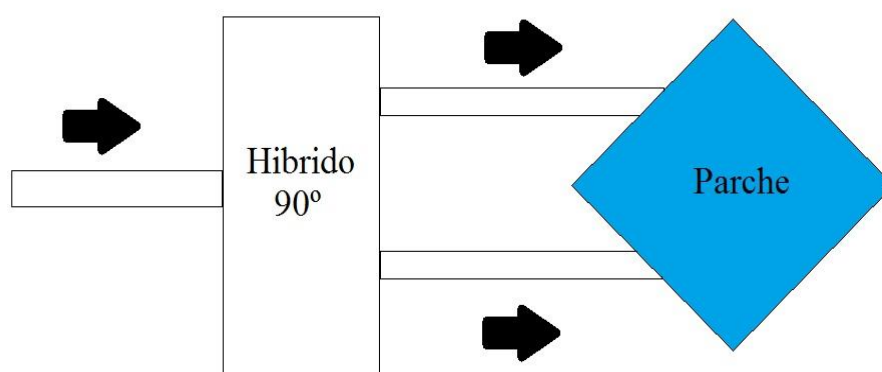


Figura 2.4: Método para obtener polarización Circular mediante contacto directo con híbrido de 90° . [1]

No siempre se va a disponer del espacio necesario para introducir un híbrido en el diseño y menos cuando subimos en frecuencia, lo que supondrá una distancia entre antenas menor si quiere introducir nuestra antena parche microstrip en un array.

Cabe destacar que puede llegar a ser algo difícil el conseguir una relación axial en 0dB mediante este tipo de alimentación dual, debido en parte, a la asimetría inherente de la configuración, así como los niveles de polarización cruzada asimétricos generados por el parche. [1]

También la radiación de espurios de la red de alimentación de la antena va a degradar el rendimiento de la relación axial.

2.4.3 Synchronous Subarrays (Subarray Síncrono)

Con mucha ventaja, este método proporciona el mejor ancho de banda para la polarización circular así como las relaciones axiales más bajas.

En la *figura 2.5*, se puede ver un esquema de este tipo de implementación formado por 4 elementos.

Aquí cada parche se gira 90° con respecto al parche anterior. Además de la rotación espacial, las alimentaciones de cada parche también son giradas en fase secuencialmente por 90° . [1]

Si el primero de los parches, el parche 1, posee una alimentación mediante el puerto 1, el parche 2 poseerá con respecto al puerto 1 un desfase de 90° , el puerto 3 a su vez tendrá 180° con respecto al puerto 1 y finalmente el puerto 4 acabará teniendo un desfase de 270° con respecto al puerto 1. [1]

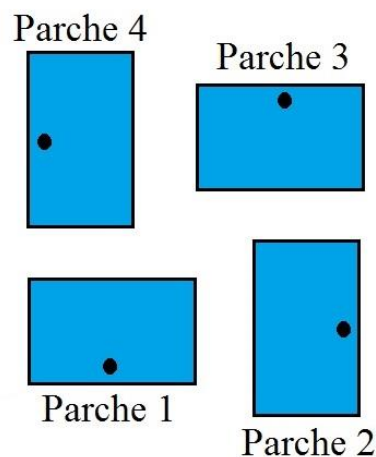


Figura 2.5: Polarización circular mediante el método Synchronous Subarray. [1]

Tener tal disposición de alimentación cancela los campos de polarización cruzada generados por cada parche individual.

Pero no todo son ventajas y es que hay una desventaja significativa en este método, su tamaño eléctrico. Debido a esto un subarray síncrono puede ocasionar graves problemas en los lóbulos cuando se intenta implementar dicho método en un array.

2.4.4 Comparativa de los métodos anteriores

Una comparación del comportamiento de las tres técnicas que se han comentado anteriormente en cuanto a axial ratio se refiere, se muestra en la figura que se expone a continuación.

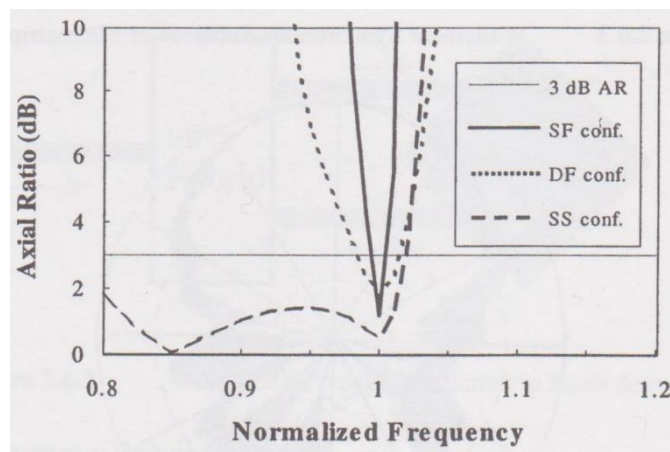


Figura 2.6: Comparativa de las diferentes técnicas para la obtención de CP. [1]

Los resultados que se muestran en la *Figura 2.6* se han obtenido mediante la utilización de una antena parche microstrip con una única alimentación y con un material cuya constante dieléctrica es alta ($\epsilon_r = 10.2$).

Se puede observar muy claramente como la incapacidad del método de alimentación única (Single Feed Method) para mantener una relación de fase de 90° entre los campos radiados ortogonalmente limita severamente el ancho de banda de la relación axial.

El método de alimentación dual (Dual Feed Method) ofrece un ancho de banda un poco más aceptable que el método de alimentación única pero la relación axial empeora ligeramente.

Finalmente, se puede apreciar como el método de Subarray Síncrono (synchronous subarray) supera significativamente las soluciones dual y única ya que posee un ancho de banda claramente superior al resto con una relación axial muy aceptable en un rango más amplio de frecuencias.

Pero como se ha comentado anteriormente, en un entorno de agrupamiento (array) la eficacia del haz se reduce drásticamente debido al tamaño total del subarray, por lo que para el proyecto, donde el objetivo es construir dos arrays de antenas parche microstrip con polarización lineal y circular, esta solución no nos es válida desde un principio.

CAPITULO 3: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

En el capítulo que se presenta a continuación se profundiza sobre la teoría general de las antenas parche microstrip, es decir, su funcionamiento a nivel teórico, los diferentes métodos de análisis que existen, así como las formas de alimentar un parche microstrip con sus ventajas e inconvenientes.

3.1 Teoría general de funcionamiento y herramientas de diseño

En la figura que se muestra a continuación se expone un diagrama esquemático de una antena tipo parche microstrip.

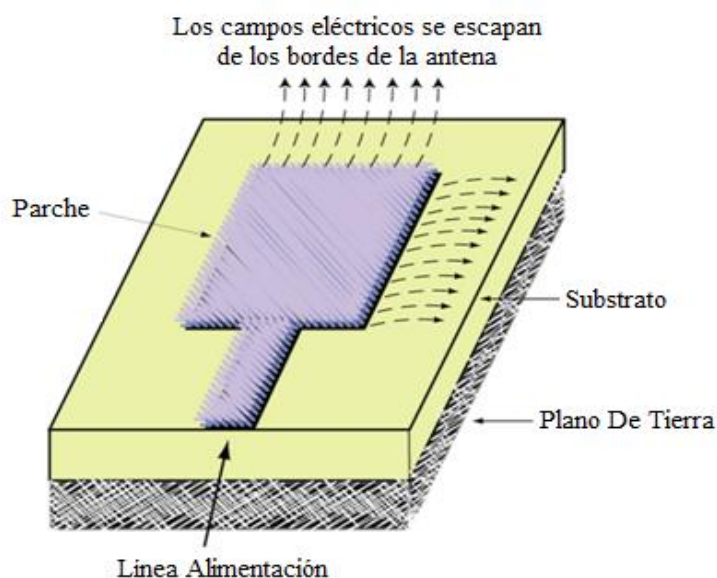


Figura 3.1: Diagrama esquemático de una antena parche microstrip. [15]

Una antena de parche microstrip es un radiador de tipo resonante, por lo que una de sus dimensiones debe ser aproximadamente $\lambda_g/2$, donde λ_g es la longitud de onda guiada teniendo en cuenta el entorno de la antena impresa. La dimensión resonante va a depender de la forma del conductor del parche. [1]

Cabe destacar que las propiedades del sustrato (ϵ_r que corresponde a la constante dieléctrica y h que corresponde a la altura del sustrato) van a jugar un papel fundamental en el funcionamiento de la antena impresa.

De forma simplificada, cuando se aplica una tensión mediante la línea de alimentación, una corriente (o modo) se excitará sobre el parche y se generaran campos eléctricos verticales entre el parche y el plano de masa. [1]

Debido a que las ranuras ahora formadas (entre los bordes del parche y el plano de masa) están separadas por $\lambda_g/2$, los campos radiados se añaden constructivamente creando así un radiador resonante eficiente. Dicha eficiencia vendrá determinada por la constante dieléctrica del sustrato ϵ_r y su altura h . [1]

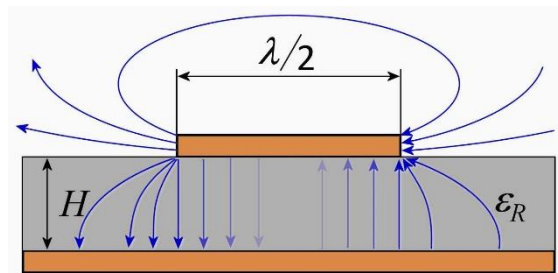


Figura 3.2: Distribución del campo en una antena parche microstrip

Visto desde un punto de vista de circuito equivalente, cuando el punto de alimentación está cerca del borde del parche, un voltaje elevado y una corriente mínima serán vistos por el punto de alimentación, resultando en una impedancia de entrada alta. De lo contrario cuando el punto de alimentación se encuentra en el centro del parche, la impedancia de entrada será cercana a cero, ya que el voltaje es mínimo y por lo tanto la corriente será máxima, presentando una impedancia baja. [1]

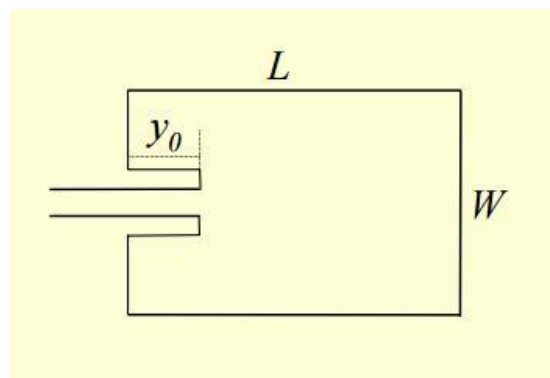


Figura 3.3: Variación de la posición de entrada para la línea de alimentación mediante y_0

De esto se deduce que, dependiendo de dónde coloquemos el punto de alimentación y_0 vamos a controlar cual es valor para la impedancia de entrada.

3.2 Métodos de análisis para una antena microstrip

El parche microstrip es un tipo de radiador relativamente complicado, esencialmente es una antena resonante situado en un ambiente no homogéneo.

A lo largo de los años se han ido proponiendo diferentes métodos analíticos/numéricos para analizar este tipo de antenas. Dichos métodos se pueden agrupar como técnicas aproximadas de análisis, el método de línea de transmisión y el de cavidad, simplificando suposiciones para reducir la complejidad del análisis del sistema.

Estas herramientas son útiles para hacer una primera aproximación de cuál va a ser el rendimiento de la antena parche y, en condiciones céntricas, estas herramientas pueden ser realmente precisas.

Como condiciones céntricas podemos destacar por ejemplo que, el substrato sea relativamente delgado (menos de $0.02 \lambda_0$) o que la constante dieléctrica sea relativamente baja. [1]

Una clara ventaja de estas técnicas de aproximación es la velocidad en la determinación del rendimiento previsto. Sin embargo, si se requieren iteraciones mínimas de un diseño y los objetivos de rendimiento son difíciles de cumplir para un parche microstrip convencional, entonces no se debe de confiar en las técnicas de aproximación.

Los análisis de onda completa dan los resultados más precisos cuando se aplican las ecuaciones de maxwell al problema en cuestión. Las técnicas de análisis de onda completa pueden subdividirse en dos campos, dependiendo de cómo se resuelvan las ecuaciones de maxwell: Diferencial o Integrado [1]. De los procedimientos de análisis de onda completa, el enfoque de ecuación integral es el más maduro con la formulación de dominio espectral y la formulación de dominio espacial. La precisión depende en gran medida del grado en el que el programador quiera representar la estructura a analizar. [1]

Existen varios métodos de análisis para antenas microstrip, pero los más populares son el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad. El modelo de línea de transmisión es el más fácil de implementar, pero el menos preciso, y con dicho método es difícil modelar el acoplamiento. Sin embargo, el modelo de cavidad es más preciso, a costa de una mayor complejidad, aunque el acoplamiento sigue siendo difícil de modelar igualmente. [1]

A continuación, se pasa a explicar el modelo de **línea de transmisión** ya que es el modelo mediante el cual se han calculado los diferentes valores para las antenas que se incluyen en este proyecto.

3.2.1 Modelo de línea de transmisión

El modelo de línea de transmisión ofrece una forma fácil de diseñar una antena parche microstrip, aunque cabe destacar que es el modelo menos preciso además de que solo puede ser utilizado para el diseño de antenas cuya forma sea rectangular o circular.

En este modelo los bordes de la antena son considerados como dos aperturas (slots) que radian. Cada apertura posea una anchura W (ancho de la antena) a una altura h (altura del substrato) separadas entre ellas por una distancia L (longitud de la antena).

Dichas aperturas son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia G y una susceptancia B . En la *Figura 3.4* se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular con el modelo de línea de transmisión. [11]

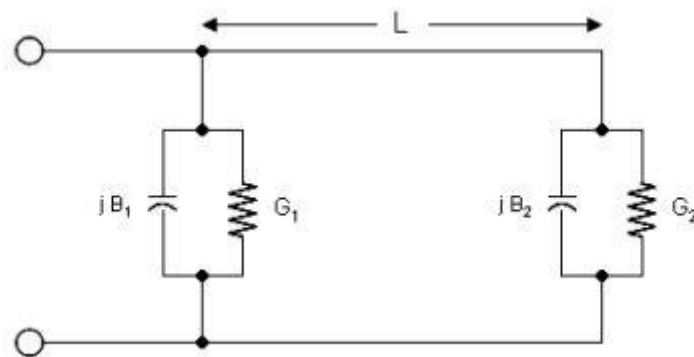


Figura 3.4: Circuito equivalente para modelo de línea de transmisión. [11]

La distribución de los campos que se produce en los bordes de una antena parche microstrip presenta los llamados “*fringing effects*”, que forman líneas de radiación de la forma que se presenta en la *Figura 3.5*.

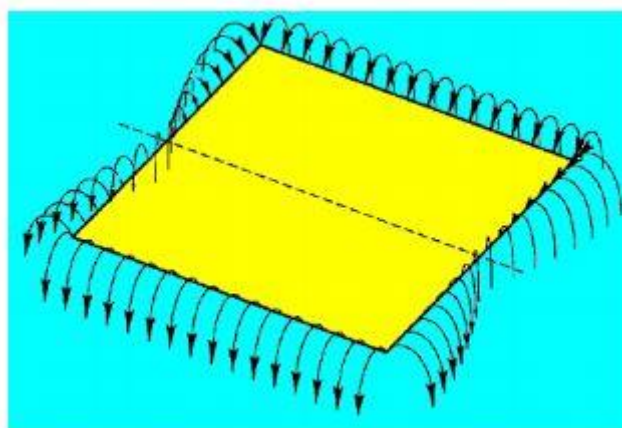


Figura 3.5: Fringing effect en antena parche microstrip de forma rectangular. [11]

Se deben tener en cuenta una serie de consideraciones sobre este efecto, las cuales se enumeran a continuación: [11]

1. Dependiendo de la frecuencia de operación, así como del sustrato que se vaya a emplear para el diseño de nuestra antena parche microstrip, los “*fringing effects*” se van a presentar de una forma diferente dependiendo del diseño deseado.
2. Este efecto se va a manifestar en dos medios presentes en la atmosfera de la antena microstrip: el aire y el sustrato dieléctrico, por lo que se tendrán dos permitividades eléctricas distintas y la distribución de los campos será diferente de un medio a otro.
3. Los “*fringing effects*” van a ocasionar que la longitud y anchura efectiva de la antena posea un valor diferente al de sus dimensiones físicas.

Para evitar la existencia de dos permitividades eléctricas debido al efecto nombrado anteriormente, se supone un permitividad eléctrica efectiva ϵ_{ref} combinando ambas permitividades de ambos medios (aire y sustrato) y se asume que la antena se encuentra inmersa en un único medio homogéneo con dicha permitividad efectiva presente en toda la superficie. [11]

Una vez considerado un medio con una única permitividad constante se procede a calcular la longitud efectiva de la antena que queremos diseñar.

Los pasos a seguir son los que se enumeran a continuación: [11]

1. Se especifica la frecuencia de operación a utilizar, así como el sustrato que se desea emplear para la construcción de la antena.

Las variables se podrían nombrar de la siguiente forma:

- a) f_r (Frecuencia de Operación).
 - b) ϵ_r (Permitividad Eléctrica del sustrato).
 - c) h (Altura del sustrato).
2. Obtenemos el ancho efectivo de nuestra antena parche mediante la siguiente fórmula:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

Donde C corresponde a la velocidad de la luz en el espacio libre

1. Se obtiene la permitividad eléctrica efectiva mediante la fórmula que se presenta a continuación:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.2)$$

2. Se obtiene la extensión ΔL mediante la ecuación que se presenta a continuación y que derivará en la obtención de la longitud real de la antena considerando la longitud efectiva:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.3)$$

3. Se obtiene la longitud real de la antena parche rectangular considerando la longitud efectiva de esta y el valor obtenido de ΔL :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

El modelo de línea de transmisión, el cual se ha utilizado para diseñar las antenas tipo parche microstrip en este proyecto y las cuales se han añadido posteriormente al array de antenas, produce una aproximación más que aceptable. Sin embargo, presenta un defecto, y es que se genera un valor de ancho de antena W mayor que el valor para la longitud de la antena L con el fin de conseguir una radiación mayor.

No obstante, la eficiencia en el tamaño disminuye al excitar la parte menos larga de la antena cuando se podrían lograr tamaños más reducidos. [1]

3.3 Métodos de excitación para antenas parche microstrip

La forma en la que se va a alimentar la antena parche microstrip, va a determinar diferentes parámetros fundamentales como pueden ser la impedancia de ancho de banda, la pureza y dirección de los campos radiados, la eficiencia de la antena global, la facilidad de fabricación de la antena y su robustez. [1]

Existen cuatro formas fundamentales de excitación para este tipo de antenas, las cuales reciben el nombre de *edge-fed* (alimentación de borde), *probe fed* (Alimentación de sonda), *aperture-coupled* (Acoplamiento por abertura) y *proximity-coupled* (Acoplamiento por proximidad).

Se podría simplificar si se dividen las diferentes formas de alimentación en estos dos métodos:

Métodos Directos de Alimentación: *edge-fed* y *probe-fed*.

Métodos de Alimentación Sin Contacto: *aperture-coupled* y *proximity-coupled*.

Cabe destacar que, aparte de los métodos antes mencionados, también existen otros modos diferentes de excitación como puede, ser por ejemplo, la **sonda en forma de L** (*L-Shape probe*). Sin embargo, este tipo de método no deja de ser una aproximación híbrida a la versión *proximity-coupled* antes mencionada.

A continuación, se va a pasar a explicar cada uno de los métodos que se han nombrado anteriormente.

3.3.1 Métodos directos de alimentación

En este apartado se van a explicar dos de los cuatro métodos de alimentación, más concretamente aquellos métodos en los cuales existe contacto directo entre la línea de alimentación y el propio parche

3.3.1.1 Edge Feed Patches (Alimentación Por Borde de Antena)

Uno de los métodos de alimentación originales para una antena microstrip es la técnica de alimentación por borde (*Edge-fed alimentation method*) o con línea microstrip.

En la *figura 3.6* que se muestra a continuación se puede ver de manera esquemática en que consiste este método.

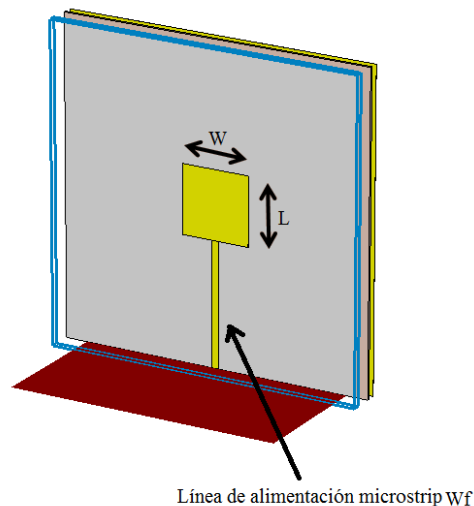


Figura 3.6: Antena parche microstrip alimentada mediante el método Edge Feed Patches. [7]

En la figura anterior, se puede observar como la línea microstrip de ancho W_f está en contacto directo con uno de los bordes radiantes del parche rectangular, de longitud L y anchura W . Dicho parche reside sobre un sustrato con espesor dy y constante dieléctrica ϵ_r

Dado que la fuente de excitación está en contacto directo con el parche, la alimentación de borde o *Edge-Fed* cae dentro de la categoría de “Excitaciones por Contacto Directo”

Existen muchas ventajas en la utilización de este método de alimentación sobre otros, por ejemplo, una de las mayores ventajas es su facilidad en cuanto a fabricación ya que, tanto las líneas de alimentación como los parches se pueden grabar de manera conjunta sobre un tablero. [1]

Por esta razón la mayoría de arrays de antenas parche se han desarrollado utilizando esta técnica de alimentación. También destaca la facilidad con la que se puede controlar el nivel de impedancia de entrada. [1]

Ya que el método de alimentación que se describe aquí está en contacto directo con la antena microstrip, la eficiencia global de la antena es relativamente alta, en torno al 90% si las pérdidas de las ondas superficiales son bajas. Es importante destacar que las pérdidas por conductor en este tipo de antenas deben tener un nivel bajo. [1]

Pero no todo son ventajas ya que, esta técnica de alimentación puede sufrir una radiación de espurios relativamente alta. Esto es debido simplemente a que la red de alimentación no está separada de la antena, y por lo tanto, la antena también hará que la red de alimentación se radie en parte. [1]

El circuito equivalente para una antena parche con este tipo de alimentación se muestra en la siguiente figura:

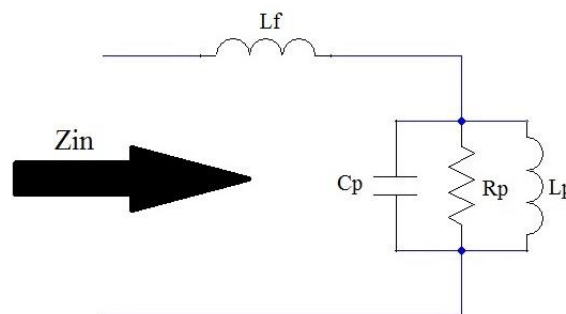


Figura 3.7: Circuito equivalente para el método Edge Feed Patch. [1]

En la figura anterior, la antena parche microstrip estaría representada mediante el conjunto RLC tradicional mientras que la línea de alimentación estaría representada por el inductor L_f .

3.3.1.2 Probe Feed Patches (Alimentación Por Sonda)

Este método de excitación fue propuesto por primera vez en los años 70. Un esquema donde se pueda apreciar en que consiste esta técnica se presenta en la *figura 3.8*.

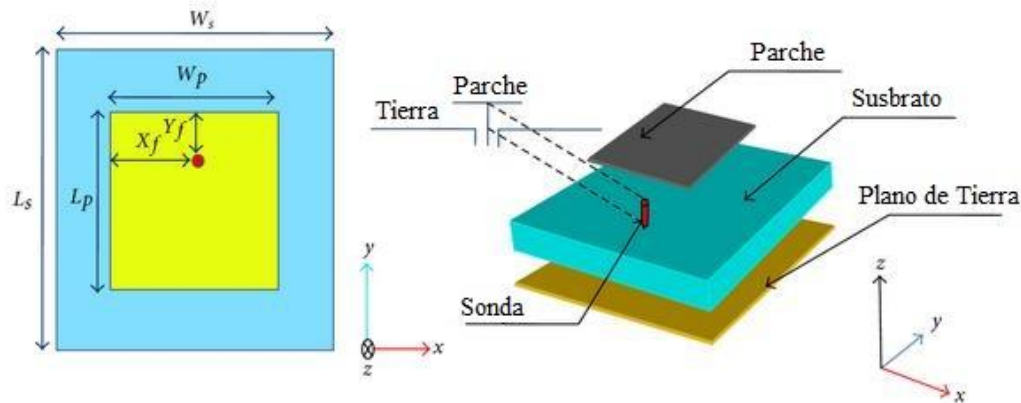


Figura 3.8: Antena parche microstrip alimentada mediante el método Probe Feed Patches. [8]

En este método, una sonda de radio r_0 se extiende a través del plano de tierra hasta entrar en contacto con el plano conductor, típicamente se suelda a él. La sonda o el pasador es normalmente el conductor interno de un cable coaxial, por eso cuando se habla de sonda se refieren a menudo a una alimentación coaxial.

La posición en la que se conecta la sonda (X_f, Y_f) proporciona un control sobre la impedancia de una forma similar a donde se colocaba la alimentación en una antena microstrip alimentada por el borde.

Son varias las ventajas del parche alimentado por sonda.

En primer lugar, la red de alimentación, en la que pueden situarse desplazadores de fase, está aislada de los elementos radiantes a través del plano de tierra. De todos los métodos de excitación, la alimentación por sonda es probablemente la más eficiente ya que el mecanismo de alimentación está en contacto directo con la antena y el resto de la red de alimentación está aislada del parche, lo que minimiza la radiación de espurios. [1]

Sin embargo, los parches microstrip alimentados por sonda manifiestan problemas similares a los alimentados mediante el borde, ya que presenta un ancho de banda pequeño y estas antenas impresas son algo difíciles de analizar con precisión. [1]

La sonda empleada para introducir energía al parche puede acoplar campos de polarización cruzada algo elevados si se usan sustratos eléctricamente gruesos. [1]

Debido a que ya no se tiene una sola capa, la antena con este tipo de alimentación también es más complicada de fabricar.

El circuito equivalente para una antena parche con este tipo de alimentación se muestra en la siguiente figura:

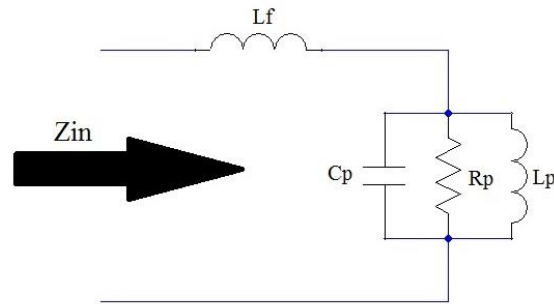


Figura 3.9: Circuito Equivalente para el método Probe Feed Patches. [1]

Como en el caso del parche alimentado mediante el borde (Edge Feed Patch), aquí la alimentación es modelada por una inductancia equivalente.

Dicha inductancia se hace más grande a medida que aumenta la longitud de la sonda, de hecho, esta inductancia de alimentación limita el espesor que puede tener el sustrato para un parche alimentado por contacto directo. [1]

3.3.2 Métodos de alimentación sin contacto

La segunda forma de alimentación para las antenas parche microstrip son aquellas en las que no se produce un contacto directo, lo que permite superar las deficiencias causadas por los métodos de alimentación descritos anteriormente.

A continuación, se explican los métodos existentes para este tipo de alimentación.

3.3.2.1 Proximity Coupled Patches (Alimentación por Proximidad)

Este método de alimentación se puede ver de una forma rápida y esquemática mediante la figura que se muestra a continuación:

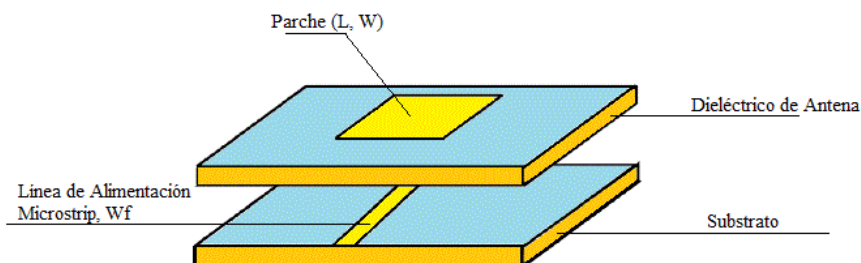


Figura 3.10: Antena parche microstrip alimentada mediante el método Proximity Coupled Patches. [9]

La figura anterior muestra un sustrato conectado a tierra donde se encuentra una línea de alimentación microstrip terminada en circuito abierto. Por encima de este material se encuentra otra capa dieléctrica con un parche microstrip impreso sobre ella.

Cabe destacar que entre ambas capas (la capa donde se encuentra la tira microstrip terminada en circuito abierto y la capa donde se encuentra impresa la antena microstrip) no existe un plano de tierra que las separe.

La potencia de la red de alimentación se acopla al parche de forma electromagnética, de forma opuesta a las descritas anteriormente, en las cuales se producía un contacto directo.

Esta es la razón por la que, esta forma de antena microstrip también se conoce como: antena parche acoplada electromagnéticamente. [1]

Una de las cosas importantes a destacar sobre este tipo de alimentación es que dicho mecanismo es de naturaleza inductiva (los métodos descritos anteriormente eran de naturaleza capacitiva). [1]

El ancho de banda mediante acoplamiento por proximidad es mayor que el ofrecido por los parches pertenecientes al contacto directo, ya que el acoplamiento inductivo de las geometrías alimentadas mediante el método *edge-fed* y *probe-fed* limita el grosor del material a utilizar. [1]

Pero, y como en los casos anteriores, también existen deficiencias en cuanto a la alimentación.

En primer lugar, las diferentes capas que forman este tipo de antena no son tan independientes como parecen. Como la potencia debe estar acoplada de forma eficiente en la antena, se puede tener un porcentaje de radiación de espurios relativamente alto. [1]

También podemos destacar que se trata de una antena dividida en varios niveles, por lo que la alineación entre las diferentes capas es algo importante. Pequeños espacios de aire entre el sustrato de alimentación y el impreso pueden afectar al acoplamiento de la energía en el parche, por lo que se debe tener cuidado a la hora de fabricar este tipo de antenas. [1]

Cabe destacar que este tipo de alimentación es menos eficiente que el método “Edge-Fed”, dados los mismos parámetros de material de diseño. [1]

La eficiencia de un parche acoplado por proximidad es un problema, especialmente cuando se quiere usar un material grueso para mejorar el ancho de banda.

La naturaleza capacitiva de este método de excitación sin contacto está representada en el circuito equivalente mostrado en la *figura 3.11*:

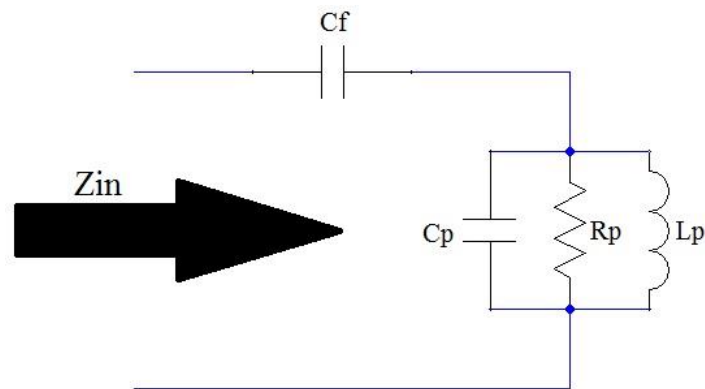


Figura 3.11: Circuito equivalente para el método Proximity Coupled Patches. [1]

Como se puede observar y, a diferencia de los métodos de alimentación mediante contacto directo, la alimentación está representada por una capacidad C_f , de ahí la naturaleza inductiva nombrada anteriormente para este método de alimentación

3.3.2.2 Aperture Coupled Patches (Alimentación por Proximidad)

Este tipo de alimentación se estudió para superar los problemas producidos por los mecanismos de contacto directo así como para paliar el efecto perjudicial de las ondas superficiales.

En la siguiente *figura 3.12* se muestra un esquemático de como es este tipo de antena parche.

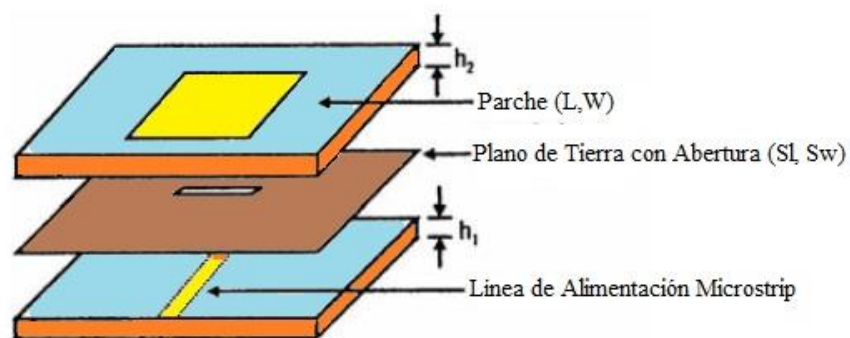


Figura 3.12: Antena parche microstrip alimentada mediante el método Aperture Coupled Patches. [9]

Como se puede observar en la imagen anterior, se usan diferentes capas para la red de alimentación y el acoplamiento, en este caso se ve una línea microstrip perteneciente a la capa de alimentación terminada en circuito abierto, la cual acopla la potencia al parche situado en la capa superior mediante una pequeña ranura situada en el plano de tierra.

Se podrían destacar varias ventajas de este tipo de alimentación, por ejemplo, las antenas que poseen este método de alimentación son adecuadas para integrarlas junto a dispositivos activos. A diferencia de la alimentación por sonda (*Probe-Fed*), no se requieren interconexiones verticales, simplificando los procesos de fabricación y adhiriéndose también a la naturaleza de la tecnología de circuitos impresos. [1]

A pesar de tener una apariencia algo compleja, la antena de parche microstrip acoplada a la abertura es relativamente fácil de modelar con precisión, debido en parte a que posee más parámetros de diseño que los otros métodos antes mencionados.

Sin embargo, ser una antena de múltiples capas puede traer otros problemas.

La presencia de pequeños espacios entre las diferentes capas de dieléctrico puede alterar significativamente la naturaleza de la impedancia de entrada de la antena, especialmente a altas frecuencias, donde estos espacios parecen más grandes eléctricamente hablando. [1]

También juega un papel fundamental el material para unir las diferentes capas en cuanto al funcionamiento de la antena se refiere. Si el material de unión posee pérdidas y se encuentra cerca de la ranura, la eficiencia de la antena se reducirá. [1]

El circuito equivalente para una antena parche con este tipo de alimentación se muestra en la siguiente figura:

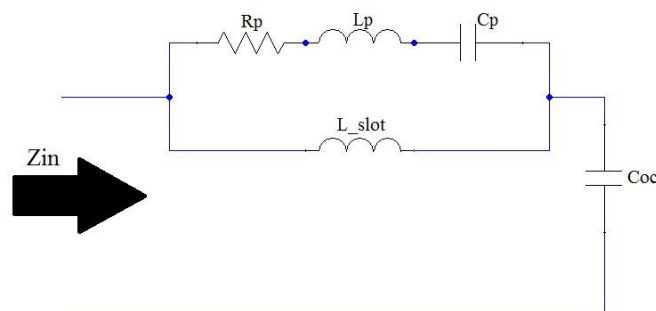


Figura 3.13: Circuito equivalente para el método Aperture Coupled Patches

Como se puede observar, aquí el parche se ve como una “carga” desde el punto de vista de la ranura o inductancia L_{slot} . Más tarde, esta combinación de ranura y parche termina con el trozo de circuito abierto o capacitancia C_{oc} .

3.3.3 Tabla comparativa de los cuatro métodos de alimentación

A continuación se muestra una tabla donde se comparan todos los métodos que se han ido describiendo en los apartados anteriores, con el fin de encontrar una manera rápida de seleccionar la forma de alimentación que mejor se adapte a nuestras características de diseño.

Método de Alimentación	Ventajas	Inconvenientes
<i>Edge-Fed</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Fácil Fabricación - Fácil Control de Nivel de Impedancia de Entrada - Ancho de Banda Estrecho - Eficiencia Global Alta 	<ul style="list-style-type: none"> - Radiación Espurios Alta - Antenas difíciles de analizar con precisión
<i>Probe-Fed</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Red de Alimentación aislada de los elementos radiantes - Método de excitación más eficiente 	<ul style="list-style-type: none"> - Antenas difíciles de analizar con precisión - La sonda puede acoplar campos con polarización cruzada (substratos gruesos) - Más de una capa, difícil fabricación
<i>Proximity-Coupled</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Acoplamiento inductivo, mayor ancho de banda 	<ul style="list-style-type: none"> - Radiación de espurios relativamente alta (contacto entre capas) - Difícil fabricación - Menos eficiencia que el método <i>Edge-Fed</i> para mismos parámetros
<i>Aperture-Coupled</i>	<ul style="list-style-type: none"> - Antenas adecuadas para implementación junto a dispositivos activos - NO interconexión vertical, simplicidad en fabricación - Fácil de modelar con precisión - NO discontinuidades abruptas de corriente 	<ul style="list-style-type: none"> - Múltiples capas, si hay espacio entre ellas, se produce una alteración de la impedancia de entrada - Si el material de unión entre capas posee pérdidas, la eficiencia de antena se reducirá.

Tabla 3.1: Tabla comparativa de los diferentes métodos de alimentación

3.4 Efectos del sustrato para parches de capa única

En las diferentes figuras que se muestran a continuación se pueden ver algunas tendencias en cuanto al rendimiento de una antena parche microstrip de una sola capa se refiere, en función de las propiedades del laminado utilizadas para fabricar el sustrato.

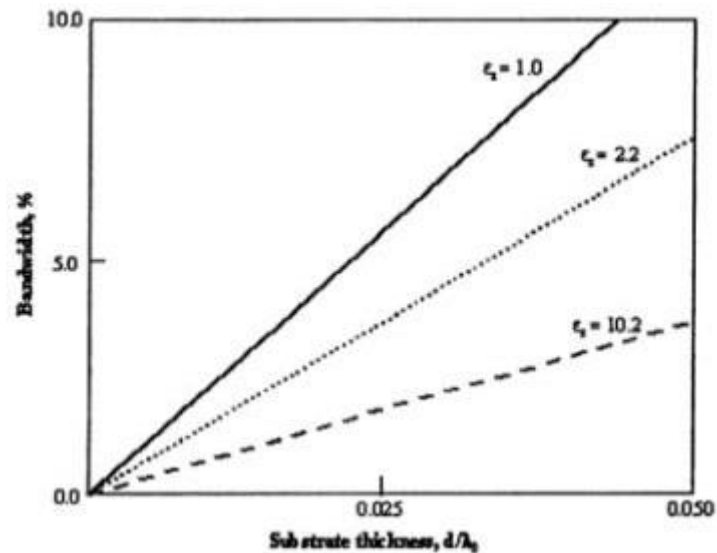


Figura 3.14: Ancho de banda en función del espesor eléctrico del laminado. [1]

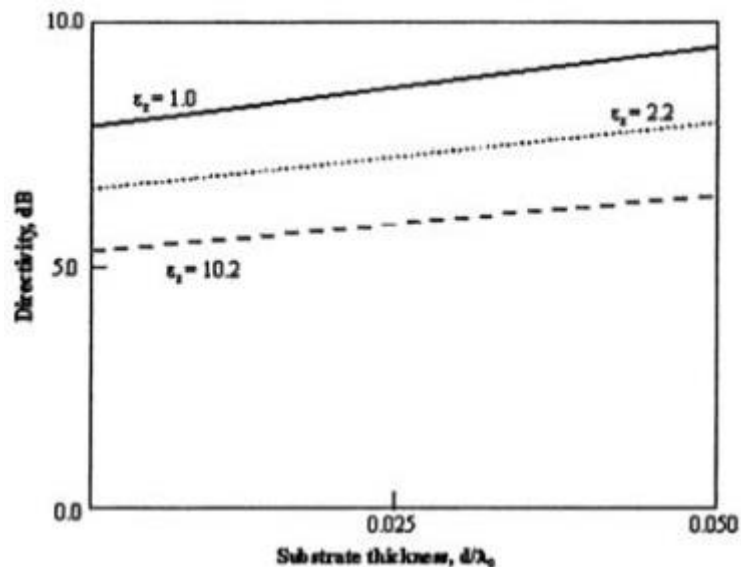


Figura 3.15: Directividad en función del espesor eléctrico del laminado. [1]

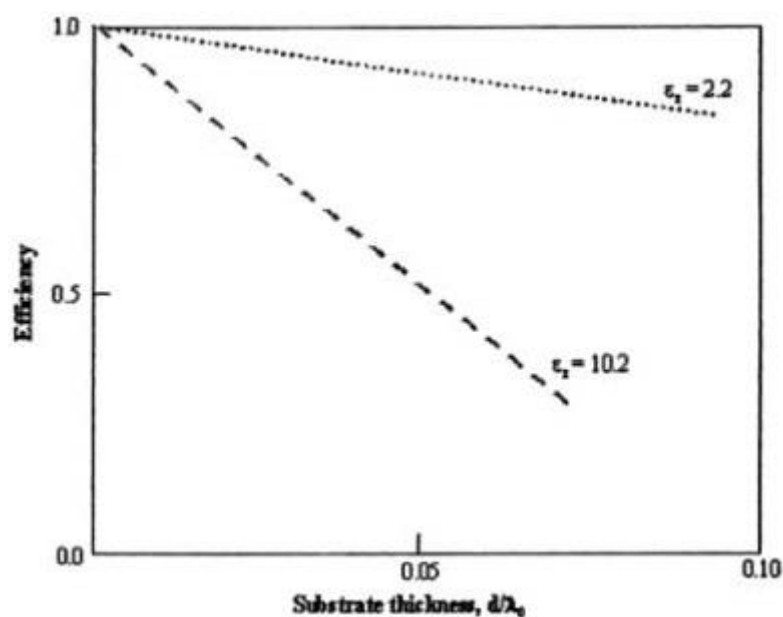


Figura 3.16: Eficiencia en función del espesor eléctrico del laminado. [1]

Estas tendencias de rendimiento representan las propiedades de la antena parche microstrip en su forma más pura y con una excitación simple e ideal.

La *figura 3.14* muestra el ancho de banda para los diversos valores de la constante dieléctrica en función del espesor eléctrico del laminado.

Como se puede observar en dicha figura, cuanto más grueso es el material del sustrato, mayor es el ancho de banda de la antena de parche microstrip. Una observación importante a tener en cuenta también, es que cuanto menor es la constante dieléctrica, mayor es el ancho de banda que se puede obtener de la antena.

En la *figura 3.15* se muestra la directividad de una antena parche microstrip para diferentes constantes dieléctricas en función del espesor eléctrico. Simplemente, lo que se observa en esta gráfica es que la directividad aumenta ligeramente a medida que el espesor también crece, debido a que el volumen de la antena se hace más grande.

Se puede clasificar las pérdidas asociadas a una antena de tipo microstrip en tres tipos diferentes:

- Pérdida debido al conductor.
- Pérdida debido al dieléctrico.
- Pérdida debida a la onda superficial.

Los dos primeros tipos de pérdidas dependen de la calidad del material a utilizar como sustrato. El último de los tres tipos se debe a las características del material, es decir, la constante dieléctrica y el espesor.

Las ondas superficiales son modos de propagación soportados por el sustrato conectado a tierra, usado para formar la antena parche.

La última de las figuras, la *Figura 3.16*, muestra la eficiencia de la onda superficial de una antena microstrip de tipo parche para varias constantes dieléctricas en función del espesor del sustrato.

Como se puede apreciar, cuanto mayor sea la constante dieléctrica, mayor será la potencia perdida para la onda superficial y, por tanto, menor será la eficiencia de la antena.

CAPITULO 4:

PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS AGRUPACIONES DE ANTENAS

Con este capítulo se pretende dar a conocer qué es una agrupación de antenas, cuál es su objetivo, así como comentar ciertas propiedades sobre las agrupaciones de antenas. Además, se nombrarán y explicarán dos formas de alimentar las agrupaciones de antenas parche microstrip. Finalmente se comentarán brevemente ciertas propiedades de las redes de tres puertos (divisores de potencia) así como los diferentes divisores que existen y sus propiedades.

4.1 Introducción a las agrupaciones de antenas

Una agrupación de antenas, también denominada matriz o array, es un sistema radiante formado por varias antenas colocadas de forma periódica. Normalmente las antenas que forman dicha agrupación poseen un tamaño idéntico entre ellas.

El objetivo de esta agrupación es sustituir, o simular, antenas de grandes dimensiones o distribuciones de corriente difícilmente obtenibles mediante un conjunto de antenas pequeñas. [3]

En una antena de grandes dimensiones, la distribución de corriente está definida por una función continua, sin embargo, en una agrupación de antenas, dicha distribución de corrientes está definida por una función no continua (discreta), correspondiente al muestreo de la distribución continua. [3]

Un concepto que se debe aclarar y que tiene vital importancia en una agrupación de antenas es la distancia de separación entre los elementos. Cuando la separación entre los diferentes elementos es comparable a la longitud de onda (y mayor) aparece lo que se conoce como '**grating lobes**' [3]. Los '**grating lobes**' están relacionados con la fase de las señales recibidas.

Dos elementos separados más de una longitud de onda reciben señales en fase procedentes de direcciones distintas, siendo imposible distinguirlas.

4.1.1 Principales características de las agrupaciones de antenas

Las principales características que poseen las agrupaciones de antenas se definen a continuación: [3]

- La distancia entre elementos es crucial para prevenir la aparición de grating lobes.
- Las dimensiones totales de la agrupación dan una idea de la ganancia máxima conseguible.
- La distribución de corriente global dentro de la apertura radiante define los principales parámetros de radiación, como pueden ser la ganancia, nivel de lóbulos laterales etc.
- Los elementos radiantes que van a formar la agrupación de antenas poseen una directividad limitada por su tamaño además de que son las encargadas de definir la polarización cruzada.
- Los elementos radiantes que conforman la agrupación van a ser elementos sencillos, como pueden ser ranuras, parches o dipolos.
- Variando la distribución de corrientes se pueden modificar los diagramas de radiación. De la misma forma, si se cambia la fase de las corrientes se puede barrer el haz, y si se combinan dos excitaciones se puede barrer el haz en dos dimensiones.

Algunos ejemplos de agrupaciones de antenas son, por ejemplo, las antenas para estaciones base del sistema de telefonía móvil, las cuales suelen estar formadas por arrays lineales de parches o incluso el VLA (Very Long Array) que es un conjunto de radiotelescopios situados en Socorro, Nuevo México, trabajando a una frecuencia de 1 a 25 GHz.

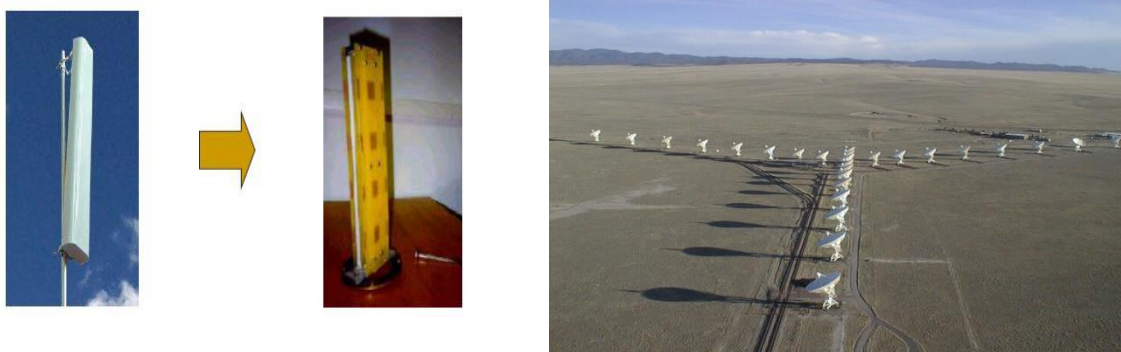


Figura 4.1: Ejemplos de agrupaciones de antenas

4.1.2 Campos radiados por las agrupaciones de antenas

Como se ha comentado anteriormente, un array de antenas es un conjunto de N antenas iguales que radian o reciben simultáneamente.

El diagrama de radiación de una agrupación va a representar la interferencia de los campos radiados por cada antena o combinación lineal de las señales captadas por cada elemento.

Para entender cómo radian los campos las agrupaciones de antenas, primero se define una antena con distribución de corriente $\vec{J}_0(\vec{r}')$ y vector de radiación $\vec{N}_0(\hat{r})$. [3]



Figura 4.2: Antena simple. [3]

Seguidamente se diseña con esta antena, una agrupación de N elementos, espaciados entre ellos una distancia d y con fasores de alimentación I_n .

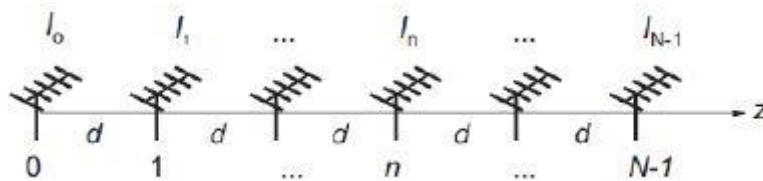


Figura 4.3: Agrupación de antenas simples. [3]

En este caso la distribución de corriente total será: [3]:

$$\vec{J}_0(\vec{r}') = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J}_0(\vec{r}' - nd\hat{z}) \quad (4.1)$$

Si expresamos el sumatorio anterior como una convolución de la corriente en la antena básica con un tren de funciones delta de pesos I_n , equivalente a una secuencia discreta $I(n)$, se tiene lo siguiente: [3]

$$\vec{J}_0(\vec{r}') = \vec{J}_0(\vec{r}') * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(\vec{r}' - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}') * I(n) \quad (4.2)$$

El vector de radiación resultante sería la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corriente. Aplicando el teorema de convolución: [3]

$$\vec{N}(\vec{r}') = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r}')] = \vec{N}_0(\hat{r}) \cdot TF_{3D}[I(n)] \quad (4.3)$$

Dado que se trata de una distribución unidimensional en z ($K_z d = d \cos\theta$) tendremos lo siguiente: [3]

$$\vec{N}_0(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jnkd\cos\theta} \quad (4.4)$$

De la anterior ecuación se deduce:

- Los fasores de alimentación poseen diferente amplitud y fase progresiva: [3]

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad (4.5)$$

- Si se sustituye la ecuación 4.5 en la ecuación 4.4 se obtendrá el vector de radiación: [3]

$$\vec{N}_0(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd\cos\theta + \alpha)} \quad (4.6)$$

- El campo eléctrico radiado por la agrupación tendrá la siguiente forma: [3]

$$\vec{E}_0(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd\cos\theta + \alpha)} \quad (4.7)$$

Agrupando el valor de la exponencial $\psi = kd\cos\theta + \alpha$, el cual marca la diferencia de fase entre los diferentes elementos del array, se puede simplificar la ecuación y obtener el **factor de agrupación**: [3]

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (4.8)$$

La ecuación del factor de agrupación se puede traducir como que, el diagrama de campo radiado por la agrupación es igual al producto del diagrama de la antena básica multiplicado por un factor que tiene en cuenta la interferencia de las N ondas. [3]

Este factor de agrupación va a depender de los siguientes factores:

- Separación entre los elementos de la agrupación
- La alimentación y la frecuencia de trabajo

4.1.3 Propiedades del factor de agrupación

De entre todas las propiedades que se observan en la ecuación del factor de agrupación, destacan las siguientes: [3]

1. Los coeficientes a_n van a ser periódicos con periodo 2π . Debido a esta periodicidad van a aparecer los lóbulos de dispersión o grating lobes como se han denominado anteriormente.
2. Como el ángulo θ indica la radiación en el espacio, solo toma valores reales entre 0 y π , por tanto:

$$\psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha] \text{ MARGEN VISIBLE} \quad (4.9)$$

3. El tamaño total del margen visible viene determinado por $2kd$ y su posición varía con la fase progresiva, centrado en $\psi = 0$.
4. Si los valores de a_n son reales y positivos, el máximo del factor de agrupación se encuentra en el origen $\psi = 0$.

$$FA(\psi) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \right| \leq \sum_{n=0}^{N-1} |a_n| \leq \sum_{n=0}^{N-1} a_n = FA(0) \text{ si } a_n \in \mathbb{R}^+ \quad (4.10)$$

Además, si el margen visible incluye el origen $\psi = 0$, se cumple que:

$$\psi = kdcos\theta_{max} + \alpha = 0 \quad (4.11)$$

Y el máximo del margen visible se produce en:

$$\theta_{max} = \arccos\left(-\frac{\alpha}{kd}\right), \quad |\alpha| \leq kd \quad (4.12)$$

Se puede variar esta dirección cambiando α

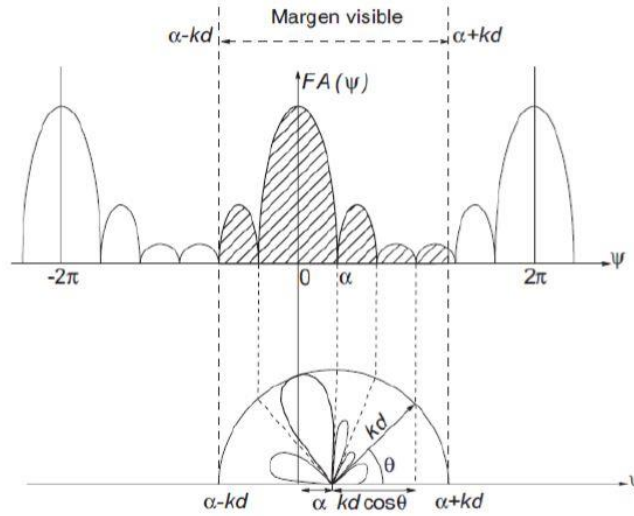


Figura 4.4: Margen visible. [3]

Como ψ es periódico con periodo 2π , si el máximo está en ψ_{max} existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π : [3]

$$\psi = 2m\pi + \psi_{max} \tag{4.13}$$

Si estos máximos están dentro del margen visible aparecen varios máximos de radiación en el espacio real, los cuales se conocen como lóbulos de difracción o como hemos nombrado anteriormente, grating lobes.

Una forma fácil de ver cómo afecta la variación del espaciado entre los diferentes elementos o como afecta la variación de la fase progresiva al diagrama de radiación es mediante las figuras que se presentan a continuación.

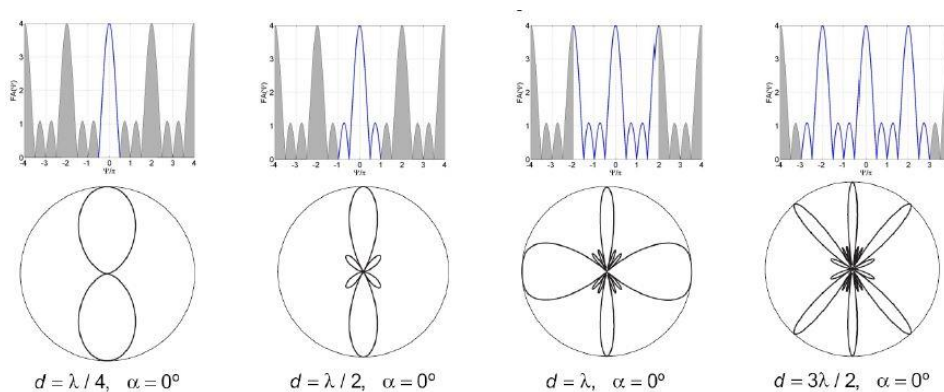


Figura 4.5: Efectos producidos por la variación de la distancia entre antenas. [3]

En la *figura 4.5* se pueden ver los efectos producidos por la variación de la distancia entre antenas en una agrupación. Al aumentar la distancia entre elementos se aumenta el margen visible, por lo que se reduce el ancho de haz y, si el espaciado es lo suficientemente grande, aparecerán los lóbulos de difracción o grating lobes.

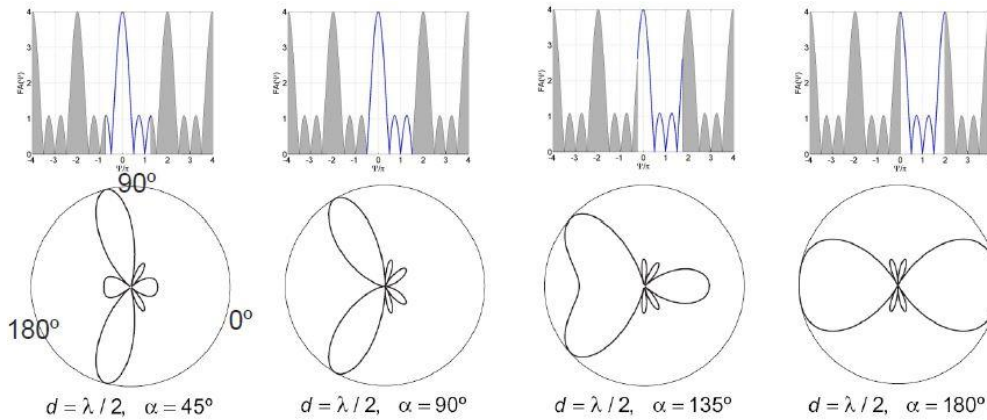


Figura 4.6: Efectos producidos por la variación de la Fase Progresiva entre antenas. [3]

En la *figura 4.6* se pueden ver los efectos producidos por la variación de la fase progresiva entre antenas. Estos efectos van a provocar que el margen visible se desplace, lo que producirá que el máximo de radiación se desplace.

4.1.4 Distribuciones unidimensionales y bidimensionales

Antes de pasar a explicar cada una de estas formas de distribución, se va a introducir el concepto de polinomio de agrupación y su relación con el factor de agrupación.

La transformada Z de los coeficientes de la agrupación van a dar lugar al polinomio de agrupación. [3]

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots + a_{N-1} z^{N-1} \quad (4.14)$$

Su relación con el factor de agrupación se define mediante la siguiente ecuación:

$$FA(\psi) = P(z)|_{z=e^{j\psi}} \quad (4.15)$$

De la *ecuación 4.15* se deduce que el factor de agrupación corresponde al polinomio de la misma muestreado sobre la circunferencia unidad, es decir, cada periodo 2π en ψ del factor de agrupación corresponde a una vuelta sobre el círculo unidad en el plano Z. Los ceros del polinomio corresponden a los ceros del factor de agrupación. [3]

A continuación, se detalla a cada una de estas distribuciones por separado.

4.1.4.1 Distribuciones unidimensionales

En las distribuciones unidimensionales se tienen tres tipos diferentes de distribución de las corrientes:

- Uniforme
- Triangular
- Biómica

Dichas distribuciones no son las únicas que se emplean en la práctica. La uniforme y la biómica son casos extremos con características opuestas, mientras que la triangular es un caso con características intermedias. [3]

El conocimiento del diagrama en estos casos típicos permite deducir fácilmente las características del diagrama de radiación asociado a otras distribuciones.

4.1.4.1.1 Distribución uniforme

La distribución uniforme consiste en alimentar las antenas con la misma amplitud. [3]

$$a_n = 1 \rightarrow P(z) = 1 + z + z^2 + \dots + z^{N-1} = \frac{z^N - 1}{z - 1} \quad (4.16)$$

Los ceros del polinomio en el plano Z son las raíces N-ésimas de la unidad, salvo $z = 1$, y por tanto se encuentran equiespaciados sobre el círculo unidad.

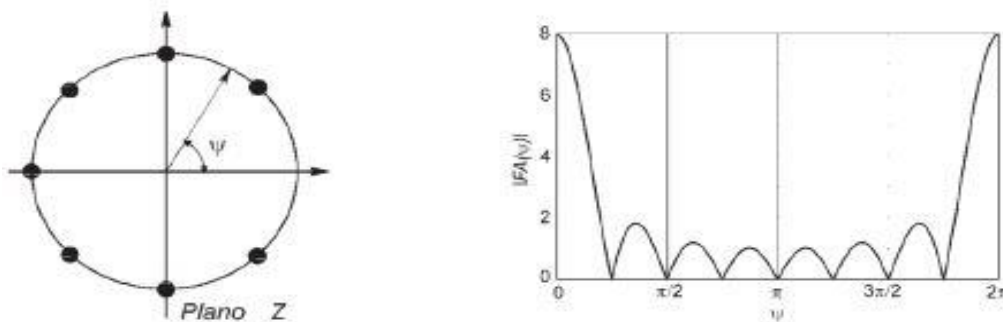


Figura 4.7: Ejemplo de Distribución Uniforme en agrupación de 8 elementos. [3]

El factor de agrupación se obtiene particularizando el polinomio $P(z)$ sobre el círculo unidad. [3]

$$|FA(\Psi)| = \frac{|e^{jN\Psi} - 1|}{|e^{j\Psi} - 1|} = \frac{|\text{sen}N\frac{\Psi}{2}|}{|\text{sen}\frac{\Psi}{2}|} \quad (4.17)$$

Este tipo de distribución va a dar una directividad máxima, ya que al tratarse de una distribución uniforme nuestro lóbulo principal es más estrecho, a consecuencia de unos lóbulos laterales más altos. [3]

Si se hace una distribución más suave, los lóbulos laterales disminuirán a costa de una directividad más baja. [3]

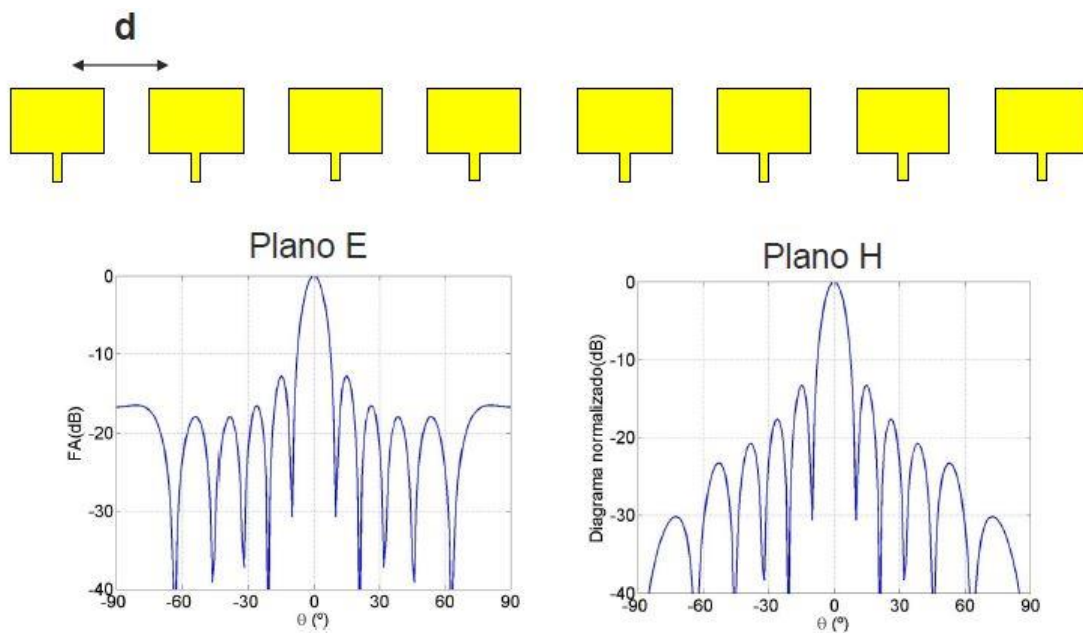


Figura 4.8: Ejemplo de Distribución Uniforme de 8 parches con $d=0.7\lambda$ y $\alpha=0^{\circ}$. [3]

4.1.4.1.2 Distribución triangular

Este tipo de distribución se define para un número impar de elementos. [3]

$$a_n \begin{cases} n+1 & n < \frac{N}{2} \\ N-n & n > \frac{N}{2} \end{cases} \quad P(z) = 1 + 2z + 3z^2 + \dots + 3z^{N-3} + 2z^{N-2} + z^{N-1} = \left[\frac{z^{\frac{N+1}{2}} - 1}{z - 1} \right]^2 \quad (4.18)$$

Los ceros de la distribución circular son los de la uniforme de $(N+1)/2$ antenas, pero dobles.

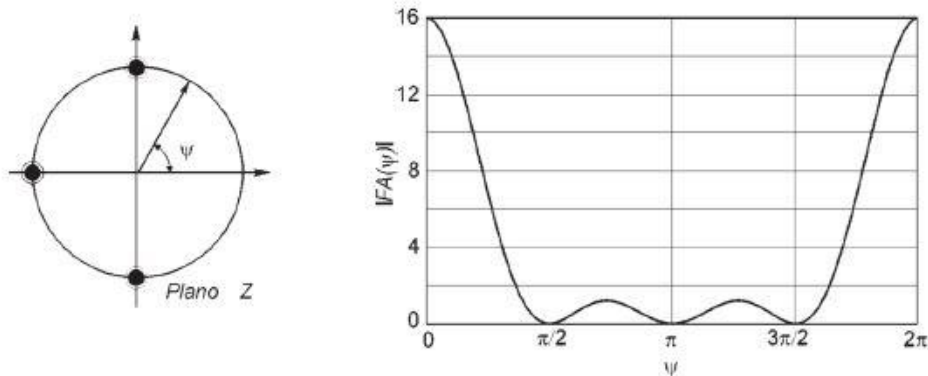


Figura 4.9: Ejemplo de distribución triangular en agrupación de 7 elementos. [3]

El factor de agrupación para una distribución uniforme se define en la ecuación que se muestra a continuación: [3]

$$|FA(\psi)| = \frac{\left| \text{sen}\left(\frac{N+1}{4}\psi\right) \right|^2}{\left| \text{sen}\frac{\psi}{2} \right|^2} \quad (4.19)$$

Se puede apreciar como la ecuación 4.19 corresponde con una sinc^2 .

Una distribución circular ofrece una menor directividad que la conseguida con una distribución de tipo uniforme, ya que el ancho del haz principal es más ancho. No obstante, los lóbulos laterales se encuentran situados en torno a los -23.2 dB por debajo del lóbulo principal.

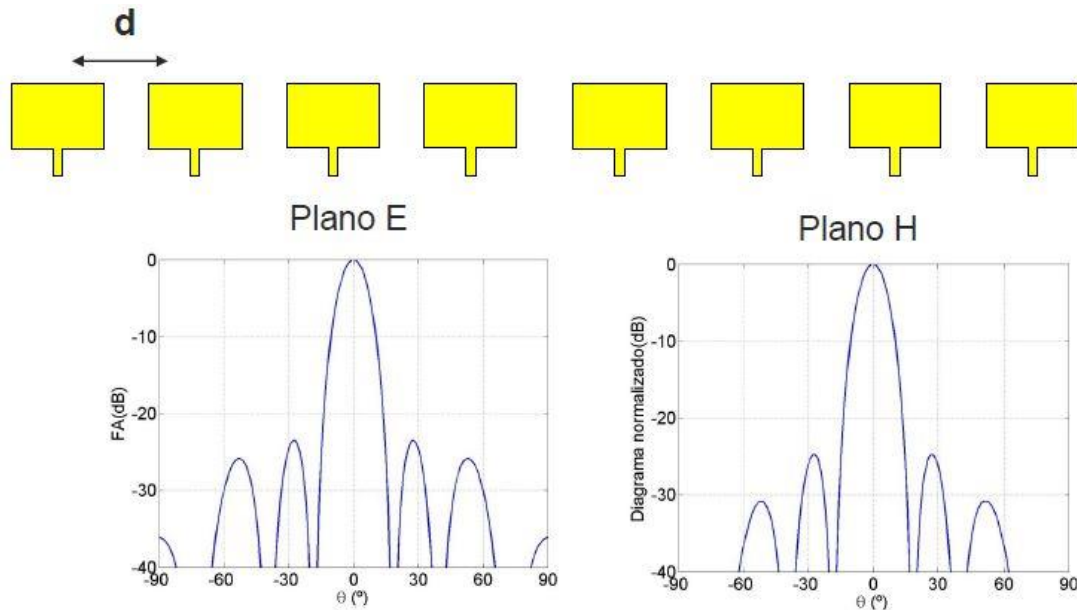


Figura 4.10: Ejemplo de distribución triangular de 8 parches con $d=0.7\lambda$ y $\alpha=0^\circ$. [3]

4.1.4.1.3 Distribución biómica

Este tipo de distribución se basa en definir el polinomio de agrupación como un binomio elevado a una potencia y desarrollarlo según la fórmula de Newton. [3]

$$a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!(N-1-n)!} \quad P(z) = (z+1)^{N-1} = \binom{N-1}{0} + \binom{N-1}{1}z + \binom{N-1}{2}z^2 + \dots + \binom{N-1}{N-1}z^{N-1} \quad (4.20)$$

El polinomio de agrupación de una distribución Biómica solo presenta un cero, situado en $\psi = \pi$, pero con multiplicidad N-1

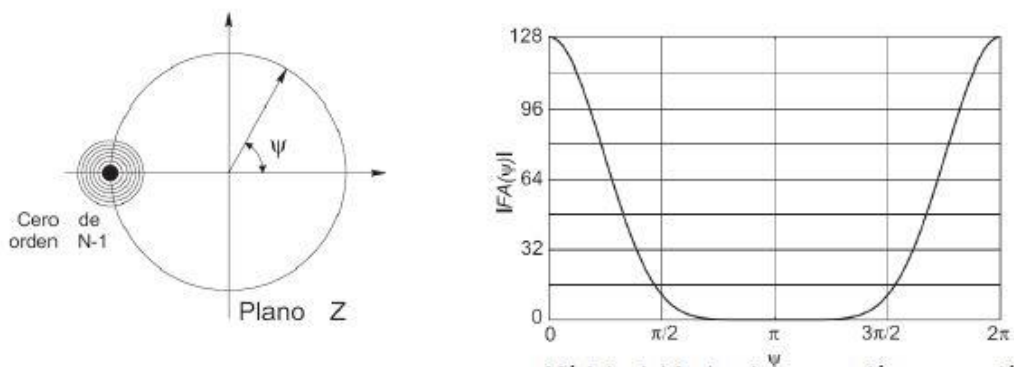


Figura 4.11: Ejemplo de Distribución Biómica en agrupación de 8 elementos. [3]

El factor de agrupación para una distribución biómica se define en la ecuación que se muestra a continuación: [3]

$$|FA(\psi)| = \left| 2 \cos \frac{\psi}{2} \right|^{N-1} \quad (4.21)$$

Como características principales, la distribución de corrientes biómica presenta una menor directividad ya que el nivel de los lóbulos laterales es prácticamente nulo y la función es mucho más suave, por lo que el lóbulo principal va a ser más ancho y por lo tanto menos directivo.

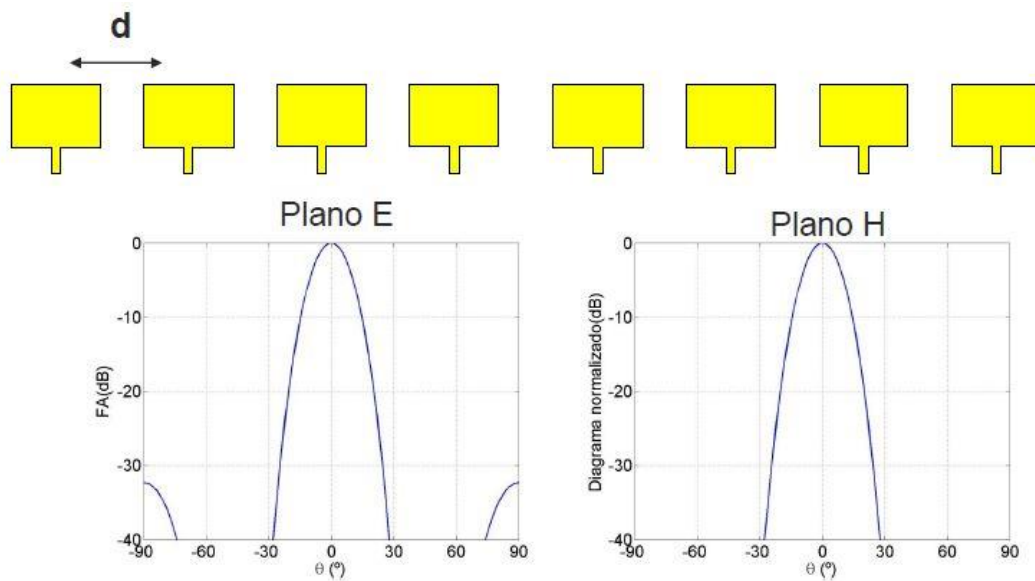


Figura 4.12: Ejemplo de distribución biómica de 8 parches con $d=0.7\lambda$ y $a=0^\circ$. [3]

4.1.4.1.4 Comparación de las distribuciones unidimensionales

En la siguiente figura se comparan los tres tipos de distribuciones comentadas anteriormente:

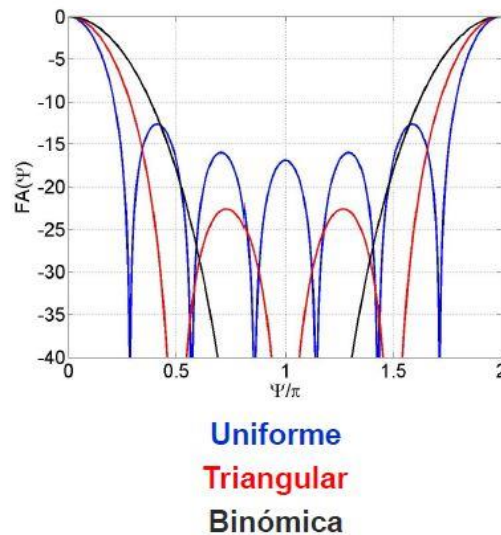


Figura 4.13: Comparación de los tres tipos de distribuciones. [3]

Si se quiere una la distribución de corrientes que más directividad nos proporcione, la uniforme es sin duda la más adecuada.

La distribución uniforme presenta el mínimo ancho de haz. El ancho de haz de la triangular es aproximadamente el doble que el de la uniforme (en Ψ) y el de la biómica es mucho mayor. [3]

La distribución uniforme presenta el peor nivel de lóbulo principal a secundario. En la distribución triangular, dicha relación es el doble en escala logarítmica (dB) que el de la uniforme. La distribución biómica solo tiene haz principal.

4.1.4.2 Distribuciones bidimensionales

Las distribuciones bidimensionales permiten conformar y dirigir el haz e cualquier dirección de espacio (θ, ϕ) .

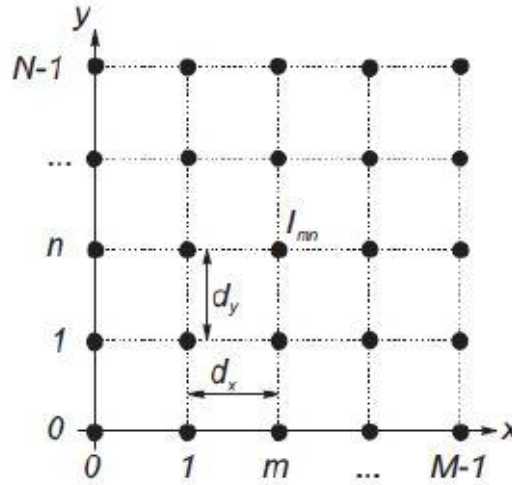


Figura 4.14: Agrupación bidimensional. [3]

Dicha agrupación está formada por un número de (M, N) antenas idénticas, espaciadas entre sí por una distancia d_x, d_y y alimentadas con I_{mn} .

El factor de agrupación para una distribución bidimensional es de la siguiente forma: [3]

$$FA(k_x, k_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} I_{mn} e^{jm k_x d_x} e^{jn k_y d_y} \quad (4.22)$$

Si la alimentación de la agrupación de antenas para una distribución bidimensional se realiza de forma separada, el factor de agrupación sufrirá la siguiente variación: [3]

$$a_{mn} = a_m a_n \quad FA(\psi_x, \psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm \psi_x} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn \psi_y} = FA_x(\psi_x) FA_y(\psi_y) \quad (4.23)$$

Cuando las fases progresivas son nulas, $\alpha_x = \alpha_y = 0$, la dirección del máximo está definida por $\theta_{\max} = 0, \pi$ y ϕ_{\max} cualquiera. El haz es perpendicular a la agrupación (en la dirección del eje x). [3]

Variando la longitud de onda λ , o los espaciados eléctricos dx/λ y dy/λ , o las fases progresivas α_x y α_y , se pueden controlar los ángulos θ_{\max} y ϕ_{\max} . [3]

Se pueden generar varios haces principales si se utilizan espaciados mayores que la longitud de onda, lo que dará lugar a lóbulos de difracción. [3]

Una aplicación práctica importante de este tipo de distribuciones se encuentra en las agrupaciones con barrido electrónico, (*phased-arrays*), muy utilizadas en sistemas radar. Dicha agrupación es capaz de barrer el espacio con el haz principal hasta localizar un blanco y fijar este haz sobre él para seguir su movimiento.

4.2 Métodos de alimentación en agrupaciones de antenas

En este apartado se van a explicar dos formas diferentes para alimentar una agrupación de antenas. Dichas formas son las conocidas como: Alimentación en Serie y Alimentación en Paralelo.

4.2.1 Alimentación en serie

Una de las primeras formas de alimentar una array de antenas parche microstrip es la conocida como alimentación en serie o “*Series Fed Arrays*”.

Cada elemento que forma la matriz está conectado en serie con su contiguo mediante una disposición de líneas de transmisión.

La *Figura 4.15* muestra un diagrama esquemático de una array de antenas microstrip alimentada en serie.

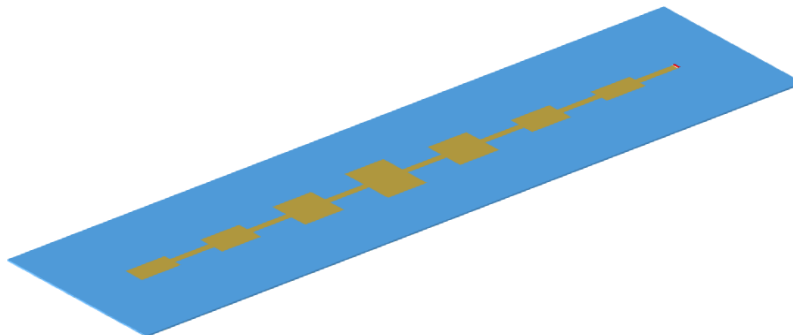


Figura 4.15: Array antenas parche alimentadas en serie

Las matrices alimentadas en serie se han desarrollado durante décadas en aplicaciones de guía de ondas, sin embargo, en aplicaciones microstrip se aprecia una flexibilidad aún mayor. Esto se debe en parte a la facilidad con la que la impedancia de la línea de alimentación microstrip puede ser variada, lo que va a permitir radiar con la inclinación de amplitud deseada. El ancho del parche microstrip también se puede variar para conseguir este mismo efecto. [1]

Entre las ventajas de aquellos arrays que poseen este tipo de alimentación sobre aquellas matrices que no la poseen, se podría destacar que la red de alimentación es más simple y compacta como se puede observar en la *Figura 4.15*, además de que posee unas pérdidas reducidas.

Sin embargo, esta forma de alimentación presenta una serie de desventajas.

La cuestión más fundamental es que el ancho de banda que posee la matriz que, por lo general, suele ser mucho más estrecho que el ancho de banda de un elemento microstrip individual. [1]

Dado que los parches microstrip en su forma individual poseen un factor Q alto, colocarlos en serie significa que cada uno tendrá un impacto directo sobre el otro y por lo tanto si se producen errores en la fabricación, o factores que no se han tomado en consideración (como acoplamiento mutuo), el rendimiento de la matriz global disminuirá. [1]

Como se puede observar claramente en la figura anterior, la potencia a suministrar a cada elemento debe ser transferida desde el elemento anterior al siguiente, pero, debido a la rápida variación de la impedancia de la antena microstrip convencional, la entrega de energía entre elementos no se va a realizar de una forma homogénea. [1]

Cabe destacar que se han investigado diversas técnicas a lo largo de los años que han conseguido aumentar el ancho de banda de impedancia de los parches microstrip individuales, tales como la técnica de acoplo por proximidad (*proximity-coupled*) o la técnica de acoplo por abertura (*apertura-coupled*) ambas vistas en el *apartado 3.3.2 del capítulo 3*, las cuales, incorporando una matriz de alimentación en serie, reduce el número de grados de libertad de estos métodos de excitación sin contacto y su flexibilidad. [1]

4.2.2 Alimentación en paralelo

La técnica de alimentación en paralelo o corporativa es una de las formas de alimentación de arrays más comúnmente utilizadas.

Esta forma de alimentación se diferencia de la técnica comentada en el apartado anterior en que, cada elemento tiene su propia línea de excitación, siendo independiente de las otras líneas que alimentan el resto de antenas microstrip.

En la *Figura 4.16* se puede observar un esquemático con este tipo de alimentación y como cada elemento posee su propia línea de excitación.

Cada una de estas líneas de alimentación se encuentran conectadas entre sí mediante divisores de potencia de tres puertos.

Los divisores de potencia pueden ser reactivos, tal y como se muestra en la *Figura 15* o basados en *divisores Wilkinson*. El divisor Wilkinson ofrece un aislamiento de banda más amplio a expensas de una mayor complejidad y también unas pérdidas más altas. [1]

Debe tenerse en cuenta que cada uno de los parches microstrip posee un ancho de banda de impedancia más pequeño que el de un divisor de potencia reactivo. [1]

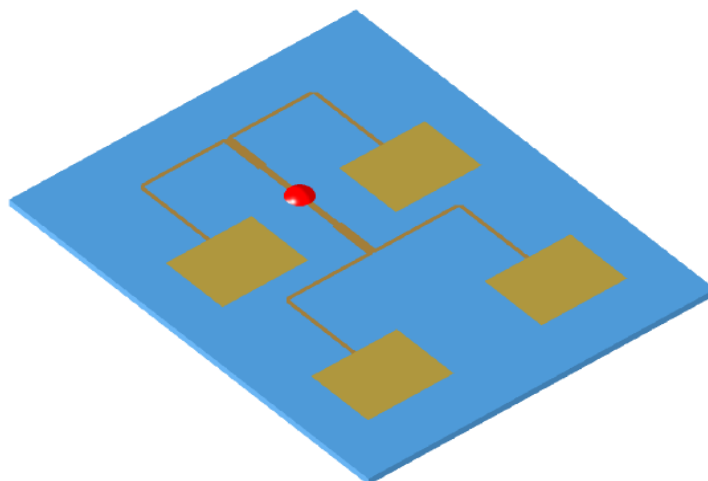


Figura 4.16: Array antenas parche alimentadas en paralelo

De todos los formatos que poseen las matrices de antenas parche, la configuración en paralelo ofrecen los anchos de banda más amplios, en algunos casos incluso superiores a los de los elementos individuales que forman el array. Dicho efecto puede atribuirse a la cancelación de reflexiones indeseadas dentro de la red de alimentación. [1]

El buen aislamiento entre las diferentes líneas permite, por ejemplo, la incorporación de desplazadores de fase, lo que va a permitir realizar el escaneo del haz de radiación del conjunto, así como variar la anchura de las líneas para reducir el nivel del lóbulo lateral.

Debido a todas estas características las matrices de antenas parchen microstrip alimentadas de forma paralela se utilizan en aplicaciones tales como antenas de estaciones bases móviles.

4.2.3 Comparación de los diferentes métodos

La tabla que se muestra a continuación recoge las principales ventajas y desventajas de los métodos antes mencionados:

Alimentación	Ventajas	Desventajas
Alimentación En Serie	<ul style="list-style-type: none"> - Red de Alimentación más Simple y Compacta. - Pérdidas Reducidas. 	<ul style="list-style-type: none"> - Ancho de Banda más estrecho que antena parche microstrip simple. - Si hay fallos de fabricación u otros que no se han tenido en consideración, el rendimiento general de la matriz se verá reducido. - Transmisión de energía entre elementos NO Homogénea.
Alimentación En Paralelo	<ul style="list-style-type: none"> - Alimentación independiente entre elementos, buen aislamiento entre líneas. - Anchos de Banda más amplios. 	<ul style="list-style-type: none"> - Se requiere un mayor número de líneas de transmisión

Tabla 4.1: Tabla comparativa de los diferentes métodos de alimentación de arrays

4.4 Redes de tres puertos (Divisores de Potencia)

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

4.4.1 Propiedades básicas de las redes de tres puertos

Para explicar ciertas propiedades de estos divisores se va a recurrir a la matriz “S” o “matriz de Scattering”. La forma general de una matriz de este tipo es la que se muestra a continuación.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

A continuación, se exponen una serie de propiedades a tener en cuenta sobre este tipo de redes: [3]

1. Si el dispositivo es pasivo y no contiene ningún material anisotrópico, dicho dispositivo deberá de ser recíproco y, por lo tanto, la matriz S será simétrica $S_{ij} = S_{ji}$.
Lo ideal sería tener un dispositivo que fuese sin pérdidas y adaptado en todos sus puertos, pero es imposible tener una red de tres puertos recíproca, sin pérdidas y con todos sus tres puertos adaptados.
2. Si todos los puertos están adaptados, entonces $S_{ii} = 0$. Además, si la red es recíproca, la matriz de Scattering se puede escribir como:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

3. Si la red no posee pérdidas, la ley de conservación de la energía obliga a que la matriz S sea unitaria.

$$[S]^t [S]^* = [U] \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 &= 1 & S_{13}^* S_{23} &= 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 & S_{23}^* S_{12} &= 0 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 & S_{12}^* S_{13} &= 0 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Al menos dos de los tres parámetros S_{12} , S_{13} , S_{23} deben de ser cero.

Por lo tanto, es imposible tener una red de tres puertos que cumpla simultáneamente que sea sin pérdidas, recíproca y con sus puertos adaptados. Si se relajan estas condiciones, es posible obtener un dispositivo realizable físicamente. [3]

Una vez vistas las propiedades se va a exponer algún ejemplo

Considerando que la red de tres puertos es no recíproca $S_{ij} \neq S_{ji}$, las condiciones de adaptación y conservación de la energía se pueden cumplir. Esto pasa por ejemplo en un circulator, que puede llevar un material anisotrópico como la ferrita.

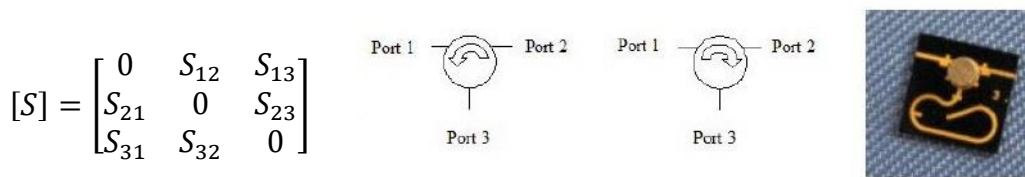


Figura 4.17: Matriz de Scattering de un circulator y dibujo explicativo

Si por ejemplo ahora se supone una red sin pérdidas y recíproca, esta se puede realizar teniendo en cuenta que dos de los tres puertos deben estar adaptados, el otro no.

Asumiendo adaptados el puerto 1 y 2, se tiene la siguiente matriz de Scattering:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

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

$$\begin{aligned} |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 &= 1 & S_{13}^* S_{23} &= 0 \\ |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 & S_{12}^* S_{13} + S_{23}^* S_{33} &= 0 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 &= 1 & S_{23}^* S_{12} + S_{33}^* S_{13} &= 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

Por lo que podemos deducir que:

$$\left. \begin{aligned} |S_{13}| &= |S_{23}| \\ S_{13} &= S_{23} = 0 \end{aligned} \right\} \boxed{|S_{12}| = |S_{33}| = 1 \quad \text{Dos puertos adaptados!}}$$

Finalmente, si la red es con pérdidas, se puede obtener un dispositivo de tres puertos, adaptado en todos ellos y recíproco, pero hay que incluir una resistencia en la división, dando lugar a un divisor Wilkinson, el cual se puede diseñar para obtener aislamiento entre sus puertos de salida. [3]

En conclusión, las redes de tres puertos presentan las siguientes propiedades: [3]

- No es posible tener una red de 3 puertos recíproca, sin pérdidas y con sus tres puertos adaptados.
- Una red de tres puertos, recíproca y si pérdidas, puede realizarse sólo cuando de sus puertos se encuentran adaptados, el otro no.
- Si la red es NO recíproca, es posible tener los tres puertos adaptados.
- Si la red posee pérdidas, se puede obtener un dispositivo de tres puertos, adaptado en todos ellos y además recíproco, pero hay que incluir una resistencia en la división.

Una vez vistas las propiedades, vamos a pasar a ver qué tipos de divisores existen.

4.4.2 Tipos de divisores de tres puertos

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

4.4.2.1 Divisor de potencia T-Junction

El divisor de potencia T-Junction es una red de tres puertos sencilla que permite tanto dividir como combinar la potencia y que se puede implementar en cualquier tipo de línea de transmisión.

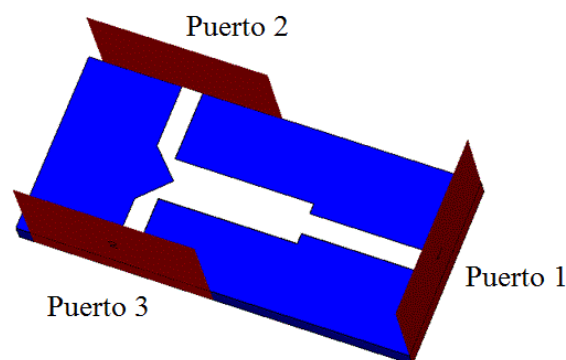


Figura 4.18: Esquema de un divisor de potencia T-Junction. [3]

Este tipo de divisor se puede diseñar de dos formas diferentes.

- Divisor sin Pérdidas
- Divisor Resistivo

El divisor sin pérdidas se puede modelar como la unión de tres líneas de transmisión como se puede observar en la *figura 4.19*:

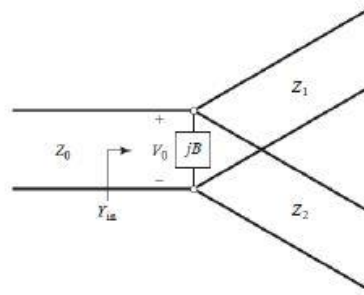


Figura 4.19: Esquema general de un Divisor sin pérdidas. [3]

En general, el lugar donde se produce la unión de las tres líneas de transmisión, existirán campos y modos de orden superior, por lo que se almacenará energía. Esto se puede modelar mediante una reactancia de nombre B. [3]

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

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.30)$$

Asumiendo que cada una de las líneas de transmisión que forman el divisor no posee pérdidas, las impedancias características serán reales. Asumiendo $B = 0$ tendremos:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (4.31)$$

Los valores de Z_1 y Z_2 se pueden seleccionar para conseguir diferentes relaciones de división.

Si se quiere por ejemplo un divisor de 3 (dB) (Igual potencia en cada rama de la división), basta con seleccionar $Z_1 = Z_2 = 2Z_0$

Ejemplo: $Z_0 = 50\Omega$ entonces $Z_1 = Z_2 = 100\Omega$

En conclusión, un divisor sin pérdidas presenta las siguientes propiedades:

- Z_1 y Z_2 poseen un valor distinto del que Z_0 .
- Si las líneas de salida tienen que ser de impedancia característica Z_0 , se pueden utilizar transformadores $\frac{\lambda}{4}$ para conseguir los valores de impedancia necesarios.
- Si las salidas están adaptadas, también lo estará la entrada.
- NO existe aislamiento entre los puertos de salida.

En cuanto al divisor resistivo, se puede diseñar un divisor para que tenga todos sus puertos adaptados pero los dos puertos de salida no estarán aislados.

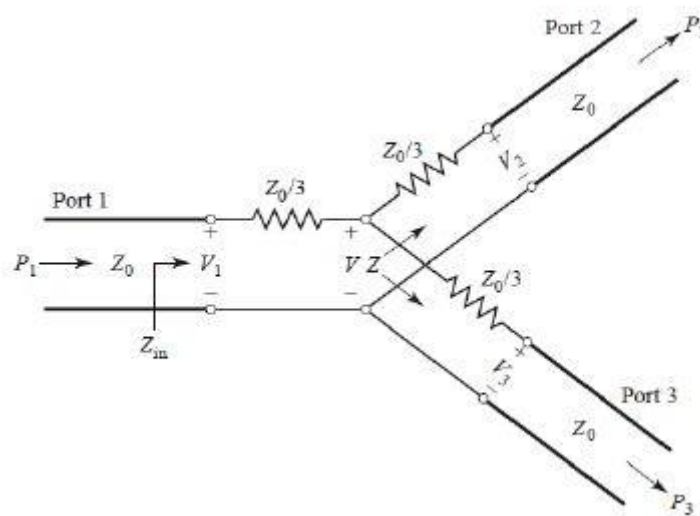


Figura 4.20: Esquema de un divisor resistivo junto con su matriz de Scattering. [3]

$$|S| = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

El hecho de que la matriz de Scattering de este divisor resistivo nos aparezca multiplicado por un factor de $\frac{1}{2}$ se debe a que la mitad de la potencia se va a perder en la resistencia.

4.4.2.2 Divisor de potencia Wilkinson

El divisor Wilkinson posee la propiedad de parecer sin pérdidas cuando los puertos de salida están adaptados, ya que solo la potencia reflejada en la salida es disipada por el dispositivo.

Este dispositivo se puede diseñar para obtener cualquier división de potencia, e incluso se puede diseñar para ofrecer una salida diferente de potencia por cada uno de sus puertos.

La forma que posee un divisor Wilkinson se muestra en la figura 4.21:

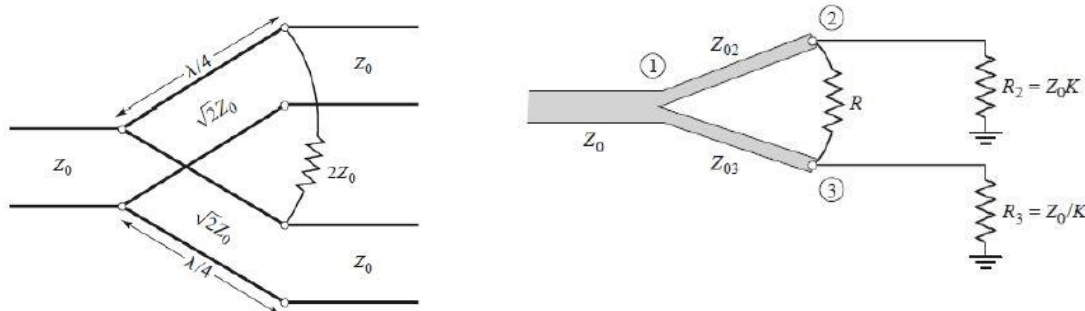


Figura 4.21: Esquema general de un divisor Wilkinson

Para lograr tal objetivo se define la relación de potencia entre los puertos 2 y 3 como:

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2} \quad (4.33)$$

Se pueden aplicar las siguientes ecuaciones al diseño:

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K^2}{K^3}} \quad (4.34)$$

$$Z_{02} = K^2 Z_{03} = Z_0 \sqrt{K(1 + K^2)} \quad (4.35)$$

$$R = Z_0 \left(K + \frac{1}{K} \right) \quad (4.36)$$

Es importante remarcar que, si las impedancias de salida para cada puerto son diferentes de Z_0 , habrá que emplear adaptadores de impedancias para lograr una correcta transmisión de potencia.

CAPITULO 5:

DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN LINEAL A 60 GHz

5.1 Introducción

En este capítulo se va a explicar el proceso que se ha seguido en el diseño de un array de antenas parche microstrip con polarización circular a una frecuencia en torno a los 60 GHz.

Antes de adentrarse en el diseño del array, se va a establecer una serie de condiciones que se van a seguir a lo largo de todo el diseño:

- La mayoría de las simulaciones que se van a llevar a cabo en el software HFSS para el diseño de este array, se realizarán con un número de pasadas total en torno a 18, un error del 0.001, un número mínimo de pasadas fijado en 5 y un número de pasadas de convergencia mínimo situado en 3. En el momento que estos parámetros cambien se notificara en el apartado pertinente.

Se añadirá un barrido ‘Sweep’ de tipo ‘fast’ que permitirá ver los resultados del S₁₁ desde los 50 GHz a los 70 GHz con saltos de 0.1 GHz.

- La distancia mínima entre el parche microstrip simple o el array de parches que se vaya creando con respecto a las dimensiones del sustrato va a ser de $\frac{\lambda}{4}$.
- Antes de cada simulación, se dotará al diseño de una cámara de radiación que englobe todo el sustrato, plano de tierra, un puerto (cuyas dimensiones serán cinco veces la anchura de la línea a alimentar) por el que acoplar la potencias, así como un plano metálico en la estructura del array para que, el campo se acople las diferentes líneas de transmisión hasta llegar a las sucesivas antenas.
- En los resultados se expondrá una figura donde se puedan ver los resultados y variaciones que sufre S₁₁ para así comprobar si el diseño está o no adaptado.

- Otro de los resultados a mostrar será el diagrama de radiación, en el cual se medirán los diferentes valores del lóbulo principal y lóbulos secundarios, hasta dar con un valor óptimo que asegure una directividad acorde con las especificaciones requeridas. Los campos que van a resonar en la antena parche lo van a hacer en la parte superior e inferior, de una forma estática, no se mueve, ya que se busca una polarización lineal.
- Las figuras correspondientes a la distribución del campo E y del mallado dan una idea aproximada de cómo se adapta la malla a cada uno de los diseños, y por lo tanto, como se va a propagar el campo eléctrico a través de ellos.

En primer lugar, se calcularán las dimensiones para la antena parche, la cual debe funcionar a una frecuencia de operación en torno a los 60 GHz.

Tras dar con las dimensiones adecuadas, se pasará a estudiar la forma de excitación del parche que mejor encaje en el diseño, para después empezar a formar el array de elementos hasta dar con los requisitos especificados.

Para cada diseño se calculará el ancho de banda ofrecido, así como la eficiencia de radiación. Las ecuaciones empleadas para el cálculo de los dos parámetros son las siguientes:

$$Bw(\%) = \frac{f_{sup-10} - f_{inf-10}}{f_{central}} * 100 \quad (5.1)$$

La forma seleccionada para realizar la alimentación de los diferentes parches en el array de elementos ha sido mediante la forma paralela, ya que ofrece un nivel de potencia igualitario a cada antena, además de mantener separadas cada línea de alimentación.

Como forma de distribución de corrientes, se ha seleccionado la forma de distribución de corrientes uniforme, debido a que nos ofrece una directividad máxima

Dicha selección tiene su fundamento en que, la distribución uniforme distribuye las corrientes con un valor de amplitud igualitario para todos los elementos de la agrupación, por lo que la directividad va a ser máxima a costa de obtener unos lóbulos laterales algo elevados.

5.2 Cálculo de las dimensiones del parche microstrip

Para el cálculo de las dimensiones de la antena parche microstrip se va a utilizar el modelo de aproximación basado en **línea de transmisión**, el cual se explicó en el *capítulo 3, apartado 3.2.1*

En primer lugar, se especifican los valores de la frecuencia de operación, permitividad eléctrica y altura del sustrato:

- f_r (Frecuencia de operación) = 60 GHz.
- ϵ_r (Permitividad eléctrica del sustrato) = 2.2.
- h (Altura del sustrato) = 0.127mm.

Con estos valores se obtiene el ancho efectivo de la antena parche utilizando la *ecuación 3.1*. Dicho valor es **$W = 1.9764mm$** .

Una vez se ha obtenido el valor de la anchura efectiva del parche, se pasa a calcular el valor de la permitividad eléctrica efectiva mediante la *ecuación 3.2*. Dicho valor es **$\epsilon_{ref} = 2.0508$** .

El siguiente paso es hallar el valor de la extensión ΔL mediante la *ecuación 3.3*. El valor para esta variable es **$\Delta L = 0.0664mm$**

Finalmente se calcula la longitud real del parche mediante la *ecuación 3.4*. Dicho valor corresponde a **$L = 1.6130mm$** .

Una vez obtenidos todos los resultados, el parche va a tener una anchura de **$W = 1.9764mm$** y una longitud con valor **$L = 1.6130mm$** .

Una vez calculadas dichas dimensiones, se va a dibujar el parche microstrip en el software HFSS.

En el siguiente apartado, aparte de dibujar el parche, se estudiarán diferentes formas de alimentar nuestra antena parche microstrip para, finalmente, seleccionar la que mejores prestaciones ofrezca.

5.3 Dibujado del parche y estudio de la forma de alimentación

Para el dibujado del parche, se ha tomado como base un sustrato Rogers 5880 con unas dimensiones de 6mm x 6mm x 0.127mm.

Dichas dimensiones tienen su origen en que, como se ha comentado en el apartado de introducción de este capítulo, la distancia entre el centro del parche y el borde del sustrato debe ser, de al menos, $\frac{\lambda}{4}$. Con un valor de 3mm del centro del parche al borde del sustrato, dicha distancia se salva de una manera más que suficiente.

El sustrato junto con el parche microstrip se muestra en la *figura 5.1*.

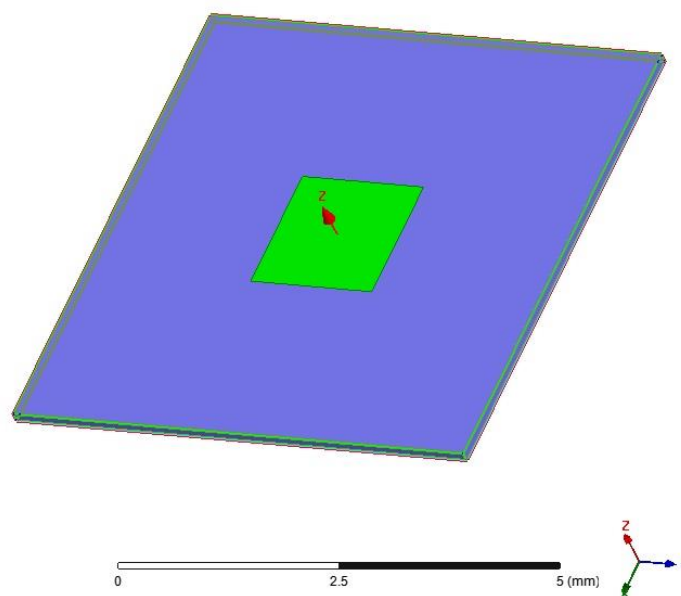


Figura 5.1: Parche microstrip simple sobre sustrato Rogers 5880.

El paso siguiente tras haber colocado el parche microstrip sobre el sustrato es alimentarlo.

De las cuatro formas que se han presentado en el *capítulo 3* sobre como alimentar una antena parche microstrip, se ha seleccionado el método de **alimentación mediante borde**, o en inglés, “*Edge Feed Method*”.

El criterio de selección se ha basado fundamentalmente en la facilidad para integrar las diferentes antenas en un array o matriz, así como la facilidad en cuanto a la fabricación, donde naturalmente, influye el precio y el tiempo del proceso.

Para los criterios anteriores, el método de alimentación por borde es el que mejor encaja en el diseño, ya que, de los cuatro métodos existentes, es el que mayor facilidad de fabricación presenta (únicamente existe una capa en el diseño y la fabricación del array se puede realizar de forma conjunta, lo que abarata el precio), posee una fácil integración en matrices de varios elementos y permite un control sencillo de la impedancia de entrada de nuestra antena, lo que facilitará el diseño como se verá posteriormente.

La **excitación** de la antena parche se ha llevado a cabo mediante el estudio de dos técnicas diferentes, una mediante **adaptación de impedancias** y otra mediante **cavidad**.

A continuación, se explica cada una de estas técnicas y sus resultados.

5.3.1 Excitación mediante adaptación de impedancias

En la *figura 5.2* se puede observar el diseño final que se ha obtenido mediante el uso de esta técnica:

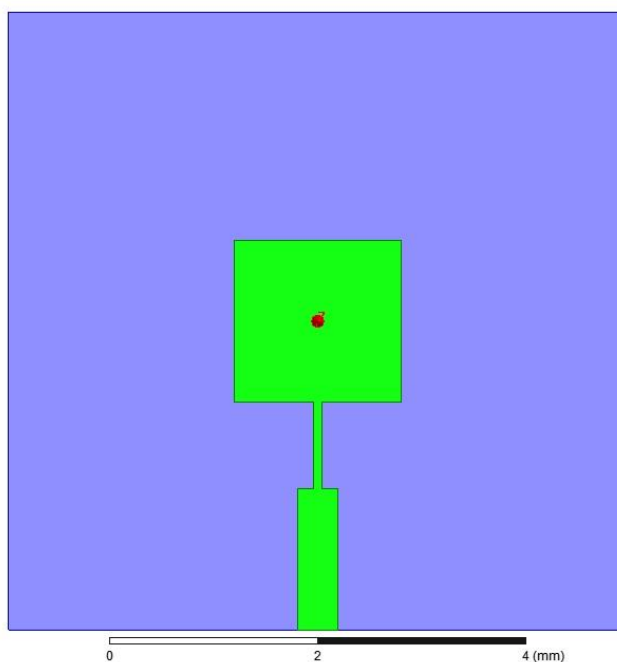


Figura 5.2: Excitación mediante adaptación de impedancias.

Dicha técnica consiste en acercar al parche microstrip una línea con un grosor o anchura '**w_Line**', la cual desemboca en otra línea, que corresponde a un adaptador de impedancias $\frac{\lambda}{4}$ cuyo grosor o anchura '**w_Adaptador**', se encargará de adaptar la impedancia de la línea principal a la impedancia de entrada del parche microstrip, logrando de esta forma un buen acoplo de potencia.

La línea principal se ha calculado de forma que el valor de su anchura corresponda con una impedancia de 50Ω , siendo este valor $w_{\text{Line}} = 0.395\text{mm}^{[16]}$. El valor de la longitud de la línea principal es arbitrario en función de las dimensiones del sustrato y la posición en la que se encuentre el parche.

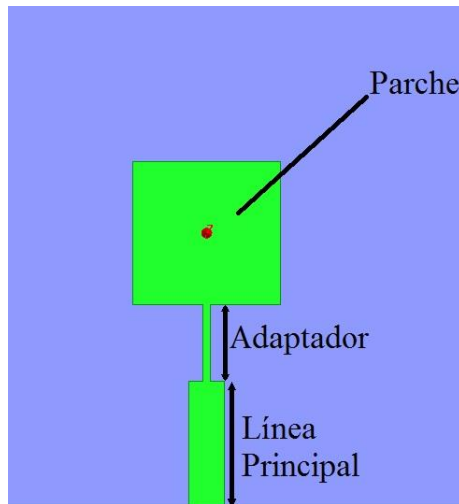


Figura 5.3: Partes del diseño para la técnica de adaptación de impedancias.

El valor de la anchura para el adaptador de impedancias $\frac{\lambda}{4}$ se determinará mediante un barrido paramétrico en el programa HFSS, partiendo desde un valor inicial de 0.01mm a un valor final de 1mm con saltos de 0.01mm entre valores, hasta dar con el resultado que mejor S_{11} nos ofrezca a una frecuencia de 60 GHz.

Para determinar la longitud del adaptador 'l_Adaptador', conocida la frecuencia de operación se calcula el valor de λ y con ello el valor de la longitud del adaptador. Los valores anteriormente nombrados se han determinado mediante los siguientes cálculos:

- f_r (Frecuencia de Operación) = 60 GHz.
- ϵ_r (Permitividad Eléctrica) = 2.2.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \longrightarrow \lambda_0 = \frac{c}{f_r} \text{ con } c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{60 \times 10^9 \text{ Hz}} = 5 \times 10^{-3} \text{ m} \longrightarrow \lambda = \frac{5 \times 10^{-3} \text{ m}}{\sqrt{2.2}} = 3.37 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Como se trata de un adaptador $\frac{\lambda}{4}$ se divide el valor de λ obtenido entre cuatro, obteniendo con ello el valor de la longitud del adaptador 'l_Adaptador'.

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{3.37 \times 10^{-3} \text{ m}}{4} = 8.42 \times 10^{-4} \text{ m} \longrightarrow \boxed{l_{\text{Adaptador}} = 0.842 \text{ mm}}$$

Antes de pasar a simular la antena, y como se ha comentado en las condiciones citadas en la introducción de este capítulo, se debe dotar a nuestro diseño de un plano de masa o tierra, una cámara de radiación que rodee al sustrato y un puerto por el que introducir la excitación. Además, el material de nuestra antena parche así como el adaptador y la línea principal deben ser de tipo metálico, lo que va a evitar que el campo se distribuya por el sustrato de una forma aleatoria, sino que se acople por la guía metálica.

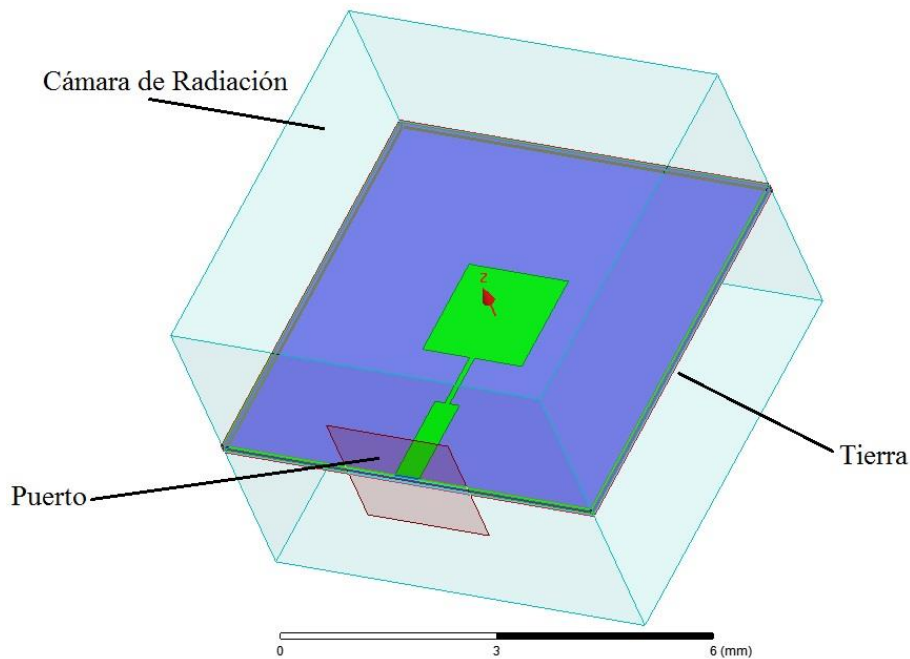


Figura 5.4: Diseño con cámara de radiación, puerto, plano metálico y tierra

El tamaño del puerto es de cinco veces la anchura de la línea principal para asegurarse de que se cubre dicha línea en su totalidad. Por lo tanto, los valores de las dimensiones del puerto serán de:

$$w_{\text{Line}} = 0.395\text{mm} \longrightarrow w_{\text{Puerto}} = l_{\text{Puerto}} = 5 \times w_{\text{Line}}$$

$$\mathbf{w_{\text{Puerto}} = l_{\text{Puerto}} = 1.975\text{mm}}$$

Mediante el ‘Sweep’, el diseño se simulará para un rango de frecuencias comprendido entre 50GHz y 70 GHz con un salto entre frecuencias de 0.1GHz, pudiendo obtener los resultados para cada una de las frecuencias comprendidas en dicho rango.

No se puede seleccionar un número de pasadas extremadamente alto ya que, cuanto mayor sea el número de tetraedros, más tiempo tardará la simulación en terminar y mayor volumen de datos de guardarán en el ordenador. Además, según como sea el PC, le costará más trabajo realizar la simulación.

Una vez determinados los parámetros de simulación se realizará nuestro barrido paramétrico. A la hora de ver los resultados se debe seleccionar aquel valor de 'w_Adaptador' que más centrado este en la frecuencia de 60 GHz, además de que posea un valor de S_{11} lo más alejado posible de 0 dB. Dicho valor asegurará que toda la potencia que entra por el puerto de excitación se está acoplando a la antena parche microstrip, evitando que se produzcan reflexiones y con ellas, perdidas elevadas de potencia.

Dicho esto, los resultados del barrido paramétrico han sido los siguientes:

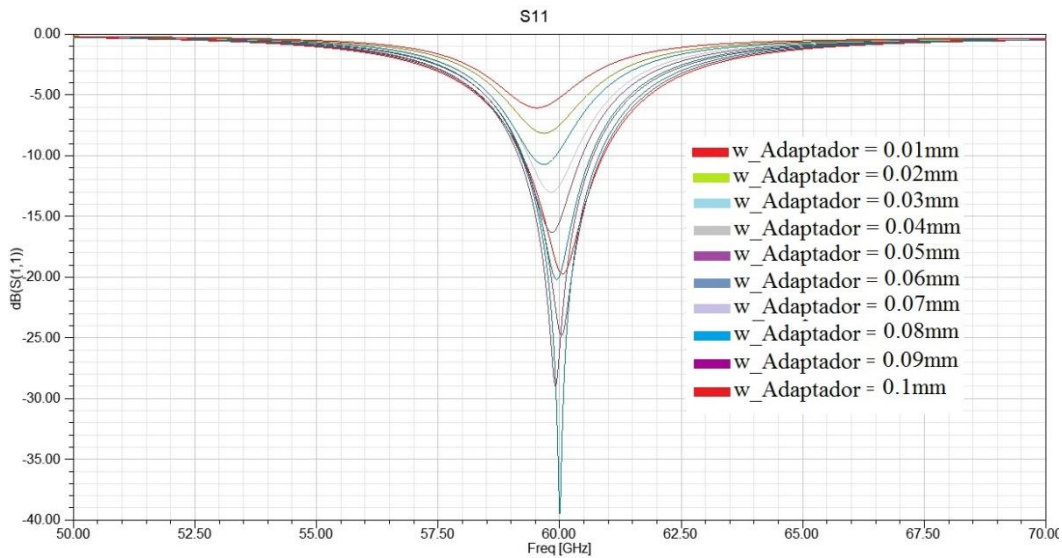


Figura 5.5: Resultados barrido paramétrico para obtener 'w_Adaptador' óptimo.

En la figura 5.5 se pueden ver los resultados para los diferentes valores de la anchura del adaptador de impedancias. Claramente, para la frecuencia de 60 GHz, el valor de $w_{\text{Adaptador}} = 0.08\text{mm}$ es el que mejor adapta, ofreciendo un valor más que aceptable de S_{11} en torno a los **-40 dB** y centrado a 60GHz.

Para dicho valor de $w_{\text{adaptador}}$, el ancho de banda calculado mediante la ecuación 5.1 es del 2.65%.

Con este valor se puede obtener el resto de resultados como el diagrama de radiación o la distribución del campo eléctrico, los cuales se ofrecen a continuación:

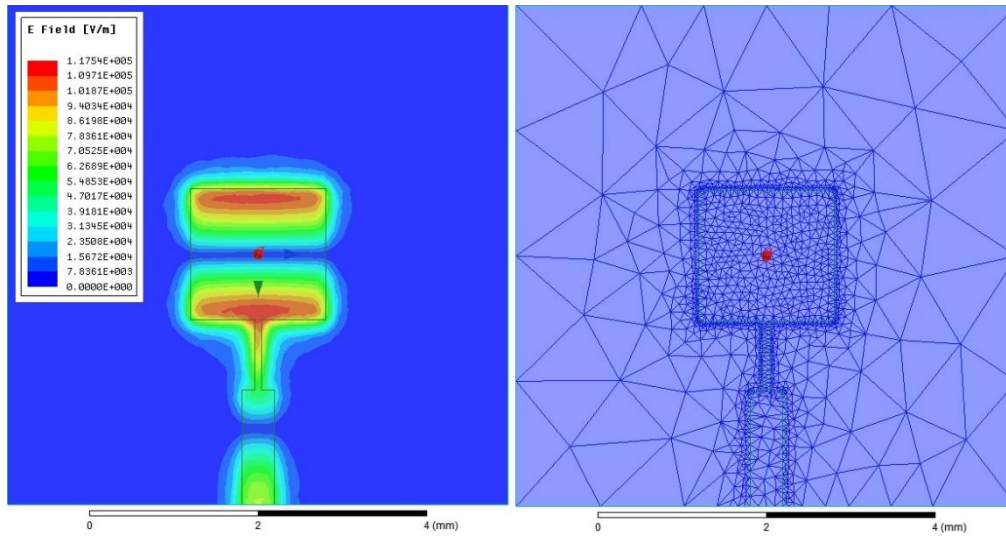


Figura 5.6: Distribución del campo E y mallado para la técnica de adaptación de impedancias.

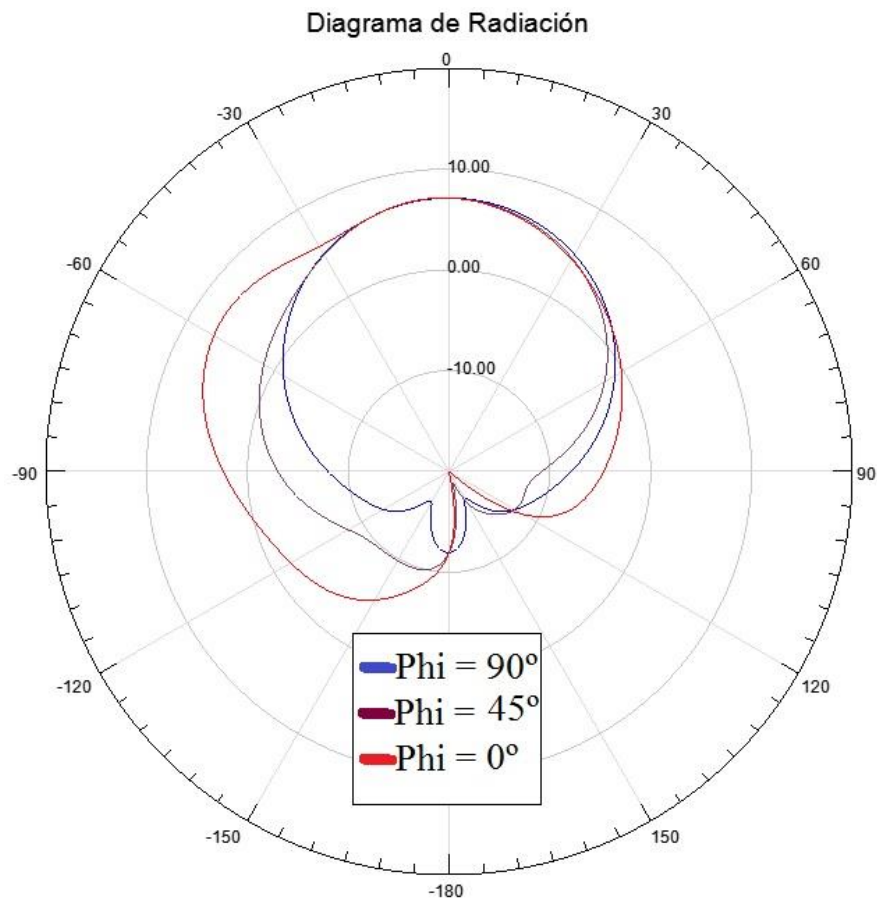


Figura 5.7: Diagrama de radiación para la técnica de adaptación de impedancias.

El diagrama de radiación muestra el diagrama típico de una antena parche microstrip, con un valor de **directividad** en torno a los **7.15 dB**.

En dicho diagrama se puede observar como el corte de $\Phi = 0^\circ$ presenta una deformación en $\theta = 70^\circ$, debido a la radiación de la línea microstrip de alimentación. Como se ha comentado en el *capítulo 3*, la forma de alimentación por borde tiene el inconveniente de sufrir una radiación de espurios relativamente alta. Esto es debido simplemente a que la red de alimentación no está separada de la antena, y por lo tanto, la antena también hará que la red de alimentación se radie en parte, generando el lóbulo sobresaliente del diagrama de radiación general.

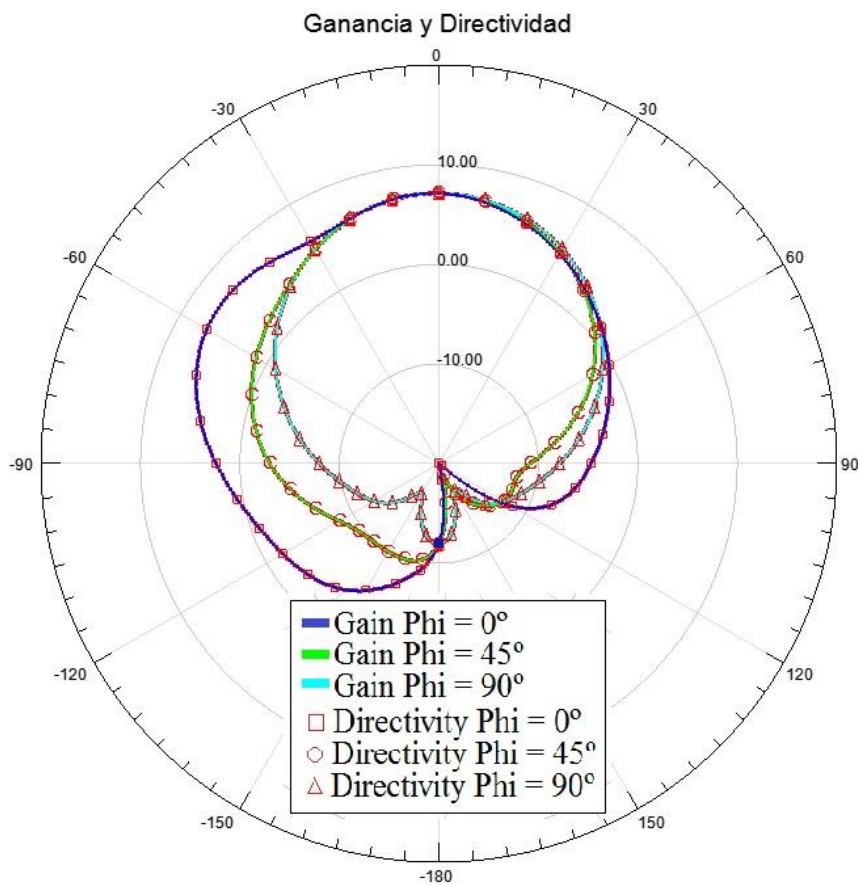


Figura 5.7.1: Ganancia y directividad para antena parche simple con adaptación.

La *figura 5.7.1* muestra en una misma gráfica el diagrama de la ganancia y el de la directividad. Como se puede observar, ambos diagramas se solapan perfectamente entre sí, lo que indica que las pérdidas son despreciables.

5.3.2 Excitación mediante cavidad

En la *figura 5.8* se muestra el diseño final obtenido mediante el desarrollo de esta técnica.

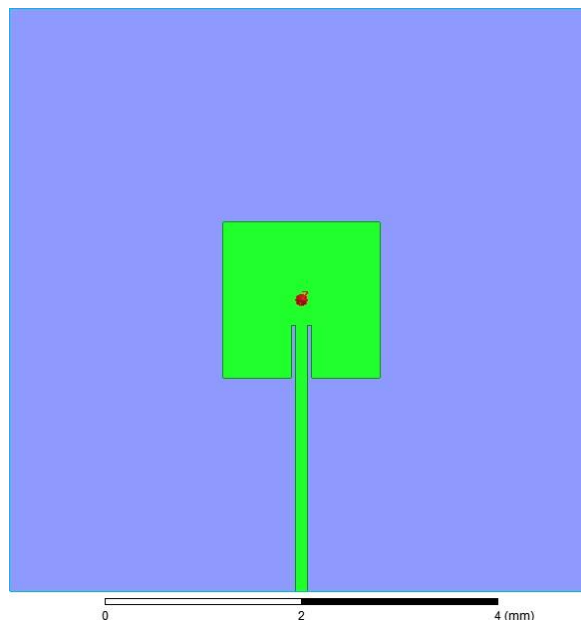


Figura 5.8: Excitación mediante cavidad.

Como se puede observar, se ha sustituido la línea principal y el adaptador del método anterior por una única línea principal que no se conecta al borde del parche sino que, se adentra en él para encontrar la impedancia coincidente con la de la propia línea y así realizar la adaptación de impedancias.

El nombre de cavidad se debe a la abertura que se hace en el parche para introducir la línea microstrip hasta dar con el punto de impedancia óptimo.

Para la realización de esta técnica, se ha utilizado una línea principal microstrip cuyo valor de anchura es de $w_{\text{Line}} = 0.1145\text{mm}$ [16]. La selección de este valor se explicará en apartados posteriores. Dicho valor de anchura corresponde con una impedancia de 100Ω .

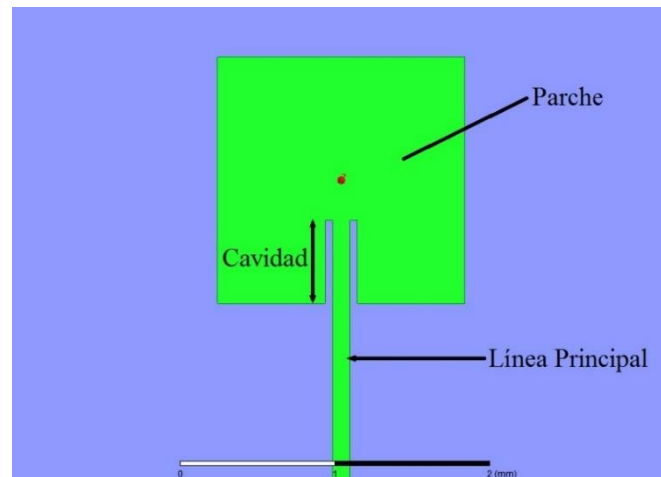


Figura 5.9: Partes del diseño para la técnica de cavidad.

Como en el método anterior, se debe de hacer un barrido paramétrico que vaya variando el valor de la variable ‘cavidad’. Se comenzará con un valor de 0.1mm hasta alcanzar un valor final de 0.8mm que es donde, más o menos, se encuentra el centro del parche, con saltos de 0.1mm entre los diferentes valores.

El valor de la anchura de la cavidad se ha seleccionado de tal forma que los campos que viajen por la línea principal no se acoplen demasiado pronto a la antena, sino que lo hagan lo más cerca posible del centro.

Se tomará un valor de $w_{\text{cavidad}} = 0.21\text{mm}$.

Como la anchura de nuestra línea principal ha sido modificada, debemos de adaptar las dimensiones del puerto a este nuevo valor.

$$w_{\text{Line}} = 0.1145\text{mm} \longrightarrow w_{\text{Puerto}} = l_{\text{Puerto}} = 5 \times w_{\text{Line}}$$

$$\boxed{w_{\text{Puerto}} = l_{\text{Puerto}} = 0.5725\text{mm}}$$

Se ha simulado nuestro diseño con las mismas condiciones que en apartado anterior. Al igual que antes, se debe encontrar aquel valor para la variable ‘cavidad’ que nos proporcione un S_{11} lo más alejado posible de 0 dB y centrado en torno a la frecuencia de 60 GHz, para que el acoplo de potencia de la línea principal a la antena parche sea lo más óptima posible.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

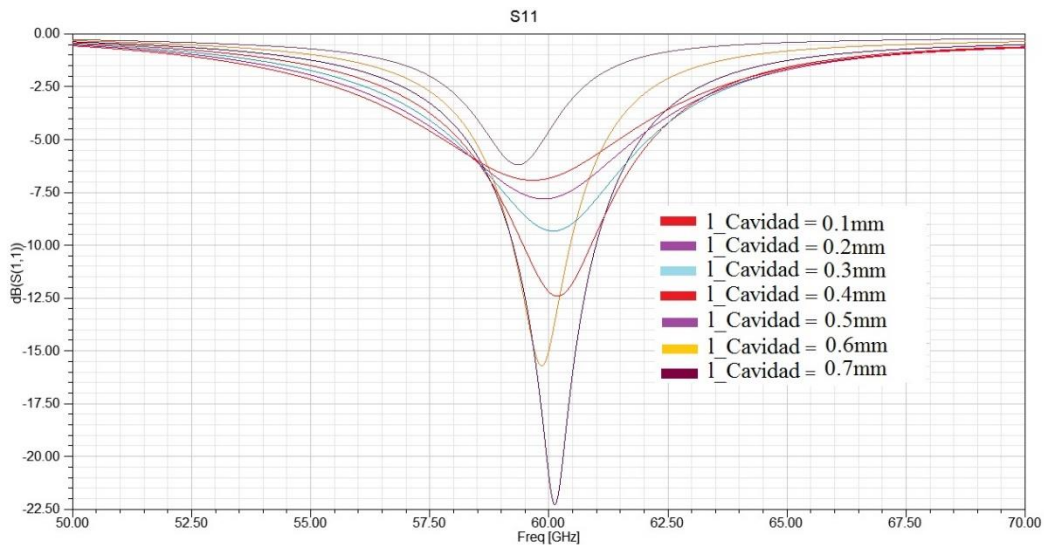


Figura 5.10: Resultados barrido paramétrico para obtener ' $l_{Cavidad}$ ' óptimo.

Como se puede ver en la figura anterior, para un valor de la variable **adaptador = 0.5mm** se alcanza un valor de **-22.5 dB**. Este valor de S_{11} no alcanza ni siquiera la mitad del valor obtenido mediante el método de excitación por adaptación de impedancias, con el cual se alcanzaba los -40 dB. Esto no es algo esperado, ya que los resultados deberían de ser similares.

Es por ello que se ha decidido hacer un barrido paramétrico más fino, comenzando desde un valor de 0.5mm (mejor valor de S_{11} en el primer barrido) a un valor final de 0.6mm con saltos de 0.01mm entre ellos para observar si el valor de S_{11} es aún más profundo que con el obtenido mediante el primer barrido.

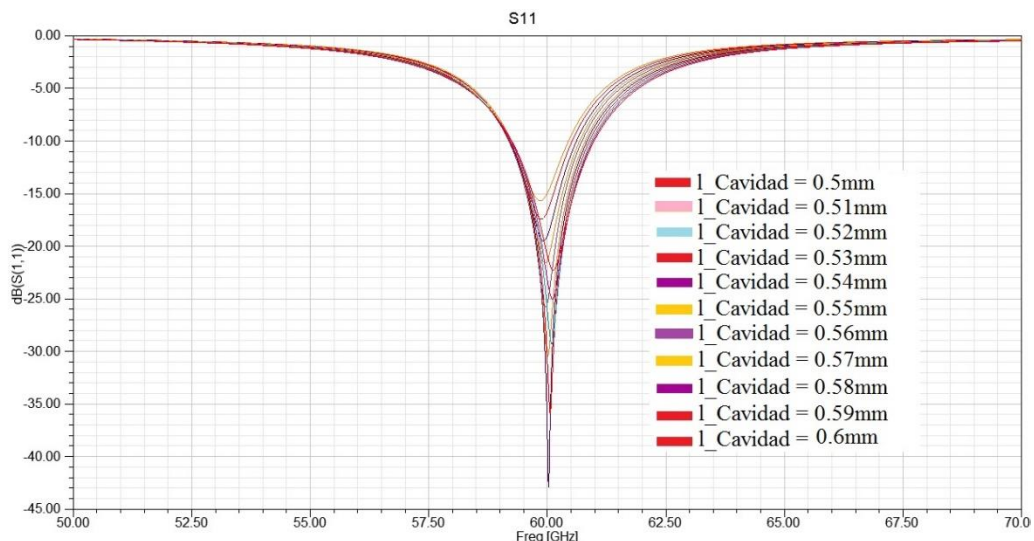


Figura 5.11: Segundos resultados barrido paramétrico para obtener ' $l_{Cavidad}$ ' óptimo.

Como se puede observar, se ha conseguido obtener un valor mucho más profundo que en el primer barrido, ya que ahora el valor para el S_{11} se sitúa cerca los **-43 dB** en torno a la frecuencia de 60 GHz, superando incluso al valor obtenido en el apartado anterior. El ancho de banda calculado mediante la *ecuación 5.1* es del 2.71%.

El valor para la variable ‘cavidad’ que ofrece este resultado es **adaptador = 0.54mm**, con el cual ya se puede dejar el diseño terminado y obtener el resto de resultados.

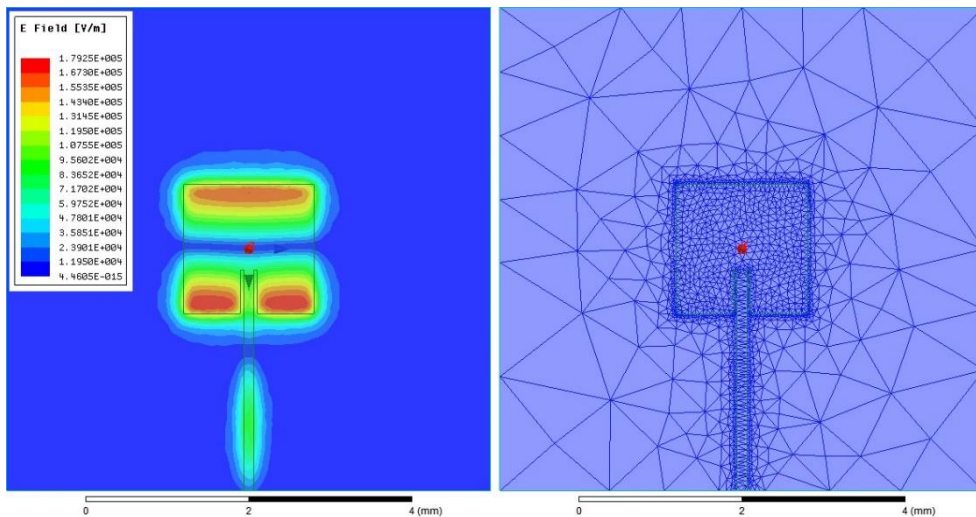


Figura 5.12: Distribución del campo E y mallado para la técnica de cavidad.

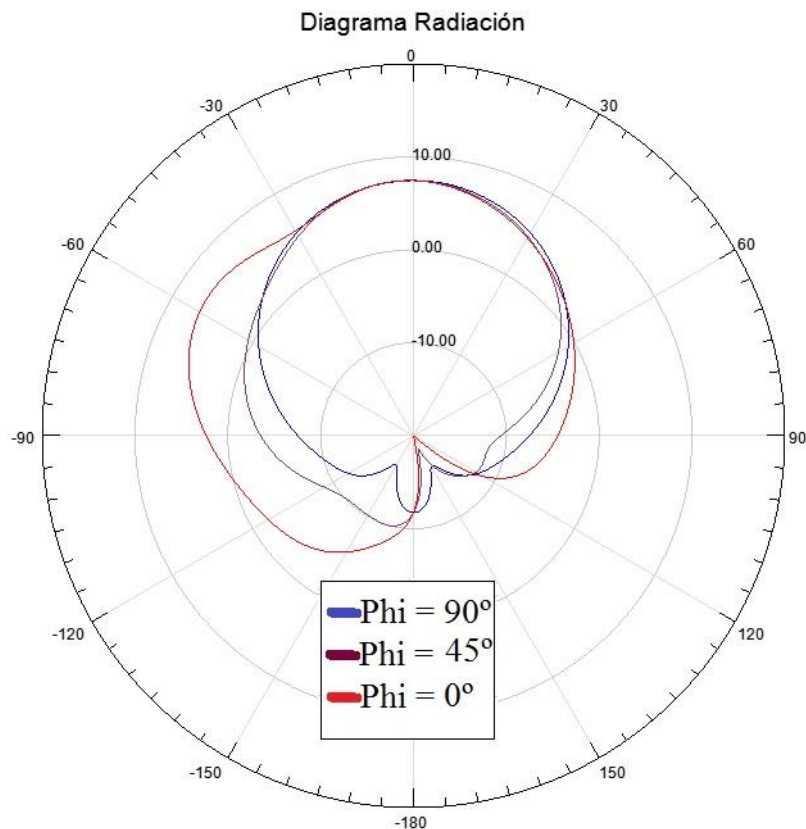


Figura 5.13: Diagrama de radiación para la técnica de cavidad.

Al igual que en la técnica de excitación anterior, el diagrama de radiación muestra el diagrama típico de una antena parche microstrip, con un valor para la **directividad** en torno a los **7.5 dB**, un poco más directivo que mediante la técnica de adaptación de impedancias.

En este diagrama de radiación también se puede observar como el corte de $\Phi = 0^\circ$, presenta una deformación en $\theta = 70^\circ$. Esto se debe al mismo factor que el comentado en la técnica anterior, la forma de alimentación mediante el borde.

Si es cierto que, para intentar paliar este efecto, se ha probado a variar la anchura de la cavidad con el fin de dejar más espacio entre el campo que viaja a través de la línea principal y los bordes colindantes del parche microstrip.

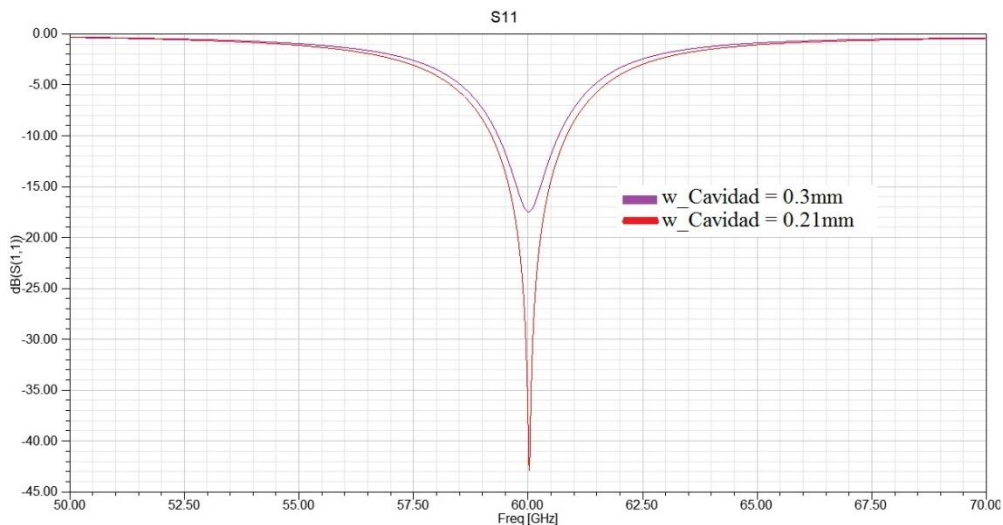


Figura 5.14: S₁₁ para diferentes valores de anchura de la cavidad.

No obstante, dicha modificación hace que el valor de S₁₁ empeore bastante, situándose en torno a los 17.5 dB, un valor que se podría llegar a tolerar si el diagrama de radiación mejorase en cuanto a la alineación de los diferentes valores de Φ (0° , 45° , 90°) se tratase, pero no es así, el diagrama de radiación se mantiene.

Es por ello que se mantendrá los valores de **cavidad = 0.54mm** y una anchura de cavidad **w_cavidad = 0.21mm** para obtener los resultados previos.

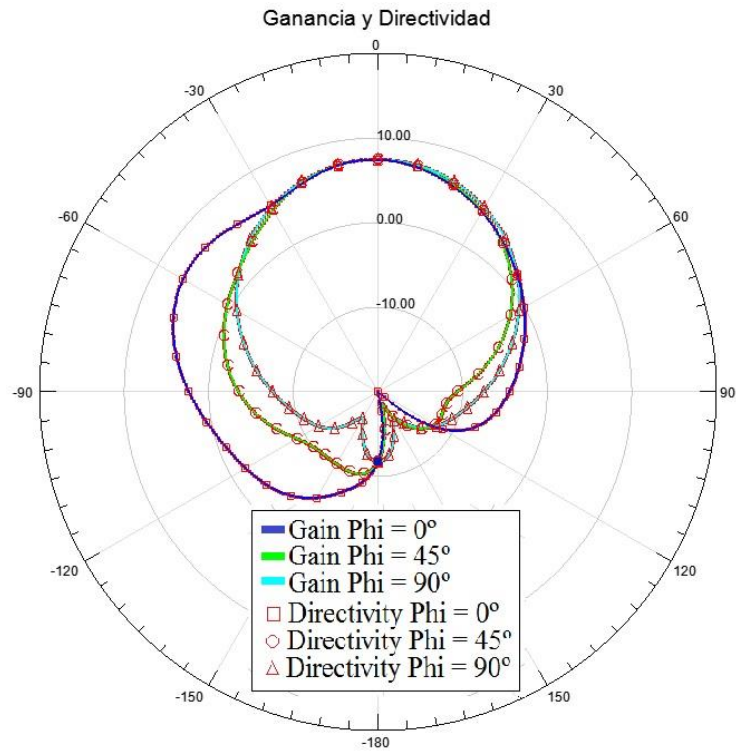


Figura 5.15: Ganancia y directividad para antena parche simple con cavidad.

Al igual que en el apartado anterior, se ve como al dibujar el diagrama correspondiente a la directividad junto con el diagrama correspondiente a la ganancia, ambos se solapan, lo que indica que las pérdidas son ínfimas.

5.3.3 Comparación de ambas técnicas de excitación

Una vez desarrolladas ambas técnicas y obtenidos los resultados pertinentes, se va a pasar a comparar ambas formas de excitación, así como a seleccionar la que mejor cumpla los requisitos para poder continuar con el proyecto de una forma satisfactoria

A continuación, se muestra una tabla comparativa donde se exponen las diferentes medidas de las dos técnicas anteriores, así como los resultados de directividad y S11 obtenidos para cada una.

Técnica de Excitación	Adaptación de Impedancias	Cavidad
w_sustrato (mm)	6	6
l_sustrato (mm)	6	6
h_sustrato (mm)	0.127	0.127
w_Parche (mm)	1.9764	1.9764
l_Parche (mm)	1.6130	1.6130
w_Line (mm)	0.395	0.1145
w_Adaptador (mm)	0.08	-
l_Adaptador (mm)	0.842	-
Cavidad (mm)	-	0.54
w_Cavidad (mm)	-	0.21
w_Puerto y l_Puerto (mm)	1.975	0.5725
S11 (dB)	-40	-43
Directividad (dB)	7.15	7.5

Tabla 5.1: Comparación entre las diferentes técnicas de excitación

A la vista de los resultados y los criterios de diseño para poder completar el proyecto en su totalidad, se ha **seleccionado como forma de excitación** de nuestra antena parche simple, la **excitación mediante cavidad**.

Esta decisión se ha toma porque, aparte de que los resultados son ligeramente superiores a los ofrecidos por la técnica anterior, por la facilidad de integración de esta antena en un array de elementos. Llegado el momento de empezar a formar el array de antenas parche, la distancia entre elementos va a ser una cuestión importante a tener en cuenta, ya que dicha distancia va a repercutir de una forma notable en el factor de array y por lo tanto, en el diagrama de radiación total que se vaya obteniendo a medida que se aumenta el número de elementos (*apartado 4.1 capítulo 3*).

A una frecuencia alta como es la de 60 GHz, la distancia entre antenas no es muy grande, por lo que hay que ahorrar en espacio lo máximo posible con el fin de poder desarrollar la red de alimentación del array sin que se produzcan solapes entre los diferentes brazos de alimentación.

Si se selecciona la antena parche excitada mediante adaptación de impedancias, un mínimo de 0.842mm pertenecientes a la longitud del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ van a tener que ser reservados de cada distancia entre antenas, algo que no asumible.

Como las pérdidas son mínimas para este método, tal y como se ha visto en la *figura 5.13.1*, se van a considerar despreciables, hasta obtener el array final, donde se volverá a comprobar.

Es por ello que la decisión final de selección concluye con la antena parche microstrip excitada mediante la técnica de cavidad

5.4 Array de 2 antenas parche microstrip con polarización lineal

El siguiente paso tras haber diseñado y simulado la antena parche microstrip simple, es empezar a construir el array de elementos para aumentar el valor de la directividad y alcanzar los valores estipulados en las especificaciones antes mencionadas.

Se comienza diseñando un array de dos antenas parche microstrip.

La figura que se muestra a continuación expone el diseño final al que se ha llegado en este apartado:

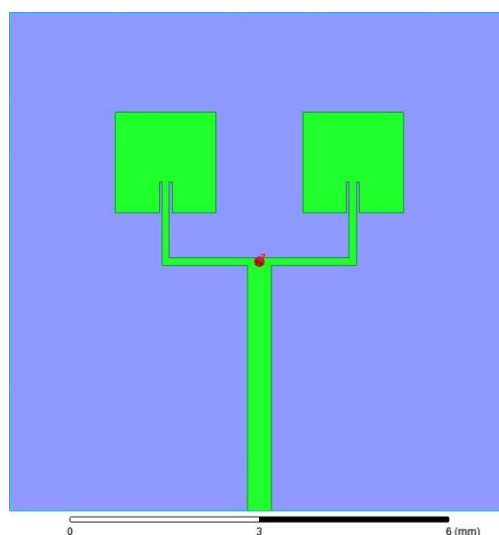


Figura 5.16: Array de 2 antenas parche microstrip.

Se podría decir que el diseño posee los siguientes elementos:

1. Una línea de entrada general encargada de llevar la alimentación desde el puerto al divisor.
2. Dos brazos que se separan de la línea de entrada general y que se encargan de alimentar las antenas parche.
3. Dos antenas parche microstrip con un formato similar al diseñado en el apartado anterior.

Se dice similar porque se han modificado las dimensiones para que nuestro S_{11} se centre a la frecuencia de 60 GHz, así como para que su valor sea el más óptimo posible. Todo ello se detallará a lo largo de este apartado.

Como se puede ver en la *figura 5.16*, se emplea alimentación en paralelo como se ha comentado en la introducción de este capítulo, tanto para el array de dos antenas parche como para el resto.

El primero de los pasos por el que se ha comenzado este diseño ha sido el divisor de potencia.

Para dicha división se ha seleccionado un divisor de potencia T-Junction, ya que a diferencia de un divisor Wilkinson, este no integra una resistencia lo que va a simplificar la fabricación.

Una vez seleccionado el tipo de divisor, se quiere que el diseño divida la potencia que se propaga a través de la línea de entrada general en partes iguales hacia los dos brazos que alimentan las antenas.

Para ello se han llevado a cabo los cálculos que se describen a continuación:

Se sabe que la línea de entrada general posee una impedancia característica de $Z_0 = 50\Omega$ y que se debe cumplir la siguiente igualdad:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (5.2)$$

Siendo Z_1 y Z_2 los parámetros a calcular.

Para que la potencia que viaja por la línea de entrada general se divida en partes iguales, nuestro factor de división debe de ser el siguiente:

$$\frac{P_3}{P_2} = 1 \quad (5.3)$$

Una vez tomadas estas consideraciones, pasamos a calcular el valor de las impedancias Z_1 y Z_2 suponiendo el modelo de divisor sin pérdidas.

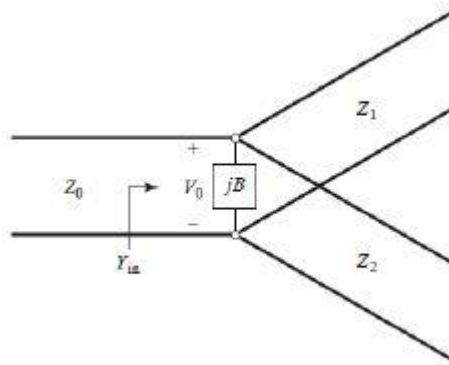


Figura 5.17: Esquema general de un divisor sin pérdidas. [3]

Los puertos de salida están en paralelo, y suponiendo que no existen pérdidas, la tensión en los tres puertos es la misma.

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{V_1^2}{2Z_0} & P_{in} &= P_2 + P_3 \text{ donde } P_2 = P_3 \text{ entonces } P_{in} = P_3 + P_3 \\
 P_2 &= \frac{V_1^2}{2Z_0} & P_{in} &= 2P_3 \text{ si se sustituye el valor de } P_3 \frac{V_1^2}{2Z_0} = 2 \frac{V_1^2}{2Z_0} \text{ se obtiene:} \\
 P_3 &= \frac{V_1^2}{2Z_0} & & \boxed{Z_2 = 2Z_0}
 \end{aligned}$$

Por otro lado, $P_{in} = P_2 + P_3$ donde $P_3 = P_2$ por lo que siguiendo el mismo proceso que en el método anterior se obtiene que:

$$\boxed{Z_1 = 2Z_0}$$

$$Z_2 = 2Z_0 \rightarrow Z_2 = 2 \times 50\Omega \rightarrow Z_2 = 100\Omega$$

$$Z_3 = 2Z_0 \rightarrow Z_3 = 2 \times 50\Omega \rightarrow Z_3 = 100\Omega$$

Por lo tanto, los brazos que alimentan las antenas deben de tener una impedancia de 100Ω .

El valor para la anchura de la línea que me asegura una impedancia de 100Ω es de $w_{\text{Brazo}} = 0.1145\text{mm}$ ^[16], este valor es el que se ha utilizado en el diseño de la

excitación de la antena parche mediante cavidad, *apartado 5.2.2* de este mismo capítulo, ya que las líneas que llegan al mismo van a ser de 100Ω .

Se ha realizado el diseño del divisor en HFSS:

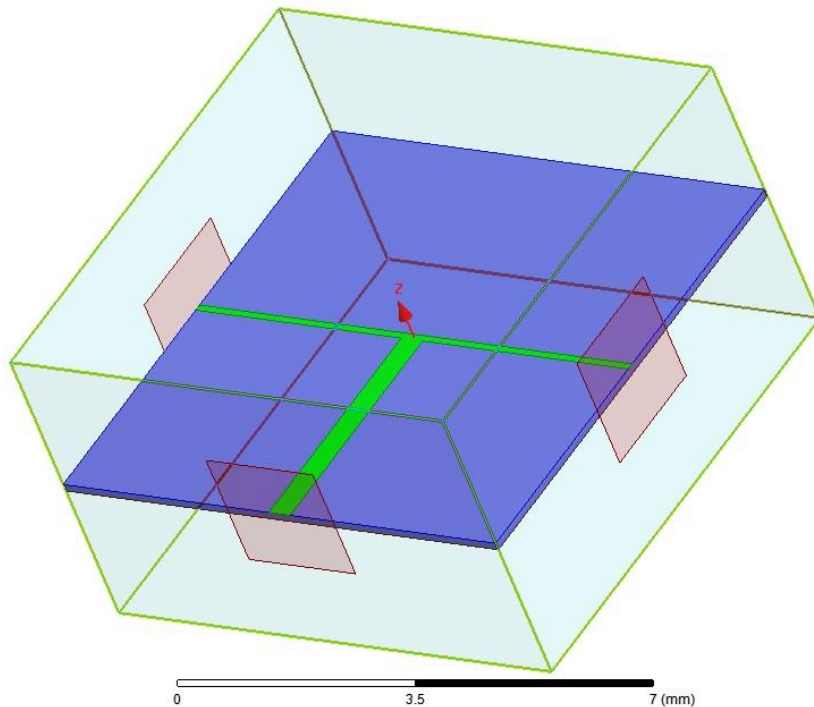


Figura 5.18: Divisor T-Junction en software HFSS.

La línea general de entrada es más ancha que las líneas de salida tras la división ya que, dicha línea de entrada posee una impedancia de 50Ω por lo que su anchura va a ser de $w_{\text{Line}} = 0.395\text{mm}$ ^[16]. Las líneas que nacen tras la división son la mitad de anchas que la línea general de entrada ya que, según los cálculos realizados anteriormente, deben de poseer una impedancia de 100Ω , lo que corresponde con la anchura antes mencionada de $w_{\text{Brazo}} = 0.1145\text{mm}$ ^[16].

Todo lo dicho anteriormente se detalla mejor en el siguiente esquema.

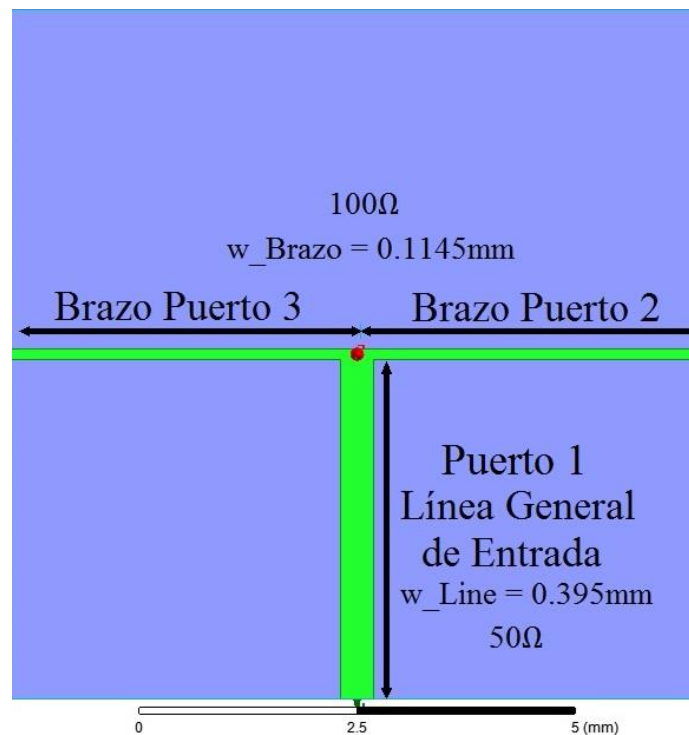


Figura 5.19: Partes que componen el divisor T-Junction.

Cabe destacar que ahora se tienen tres líneas que corresponden a tres puertos, por ello, se han añadido dos puertos de excitación, uno al brazo 2 y otro al brazo 3, con las mismas dimensiones que las empleadas en la línea general de entrada, ya que con esas dimensiones se cumple el requisito de que la anchura del puerto sea de cinco veces la anchura de línea.

Como resultados se debe esperar que el puerto 2 y el puerto 3 ofrezcan un valor de S_{11} en torno a los -3 dB, ya que el divisor está dividiendo la potencia en partes iguales, es decir, la mitad de la potencia por el puerto 2 y la otra mitad por el puerto 3.

Los resultados obtenidos han sido los que se muestran a continuación:

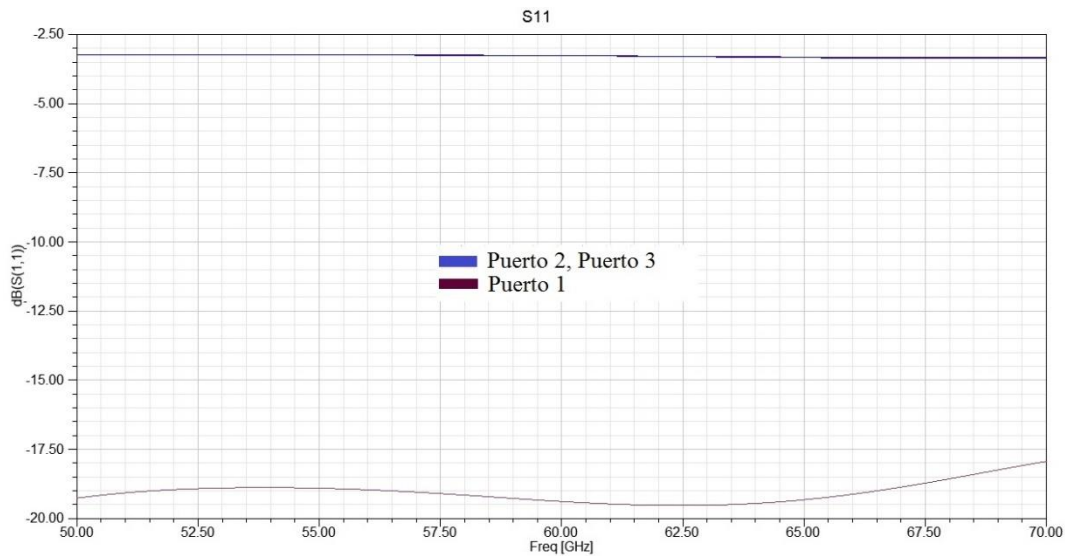


Figura 5.20: Resultados S_{11} para el divisor T-Junction.

Como se puede apreciar en la *figura 5.20*, los **puertos 2 y 3** ofrecen un valor en torno a los **-3.3 dB**, que coincide con el valor esperado de -3 dB, despreciando algo de pérdidas debido al sustrato.

En cuanto al **puerto 1**, el valor para S_{11} se sitúa en torno a los **-19.5 dB**, por lo que se aprecia una adaptación entre puertos aceptable.

Una vez diseñado y simulado el divisor T-Junction es hora de integrarle dos antenas parche microstrip.

Las antenas parche microstrip se han colocado entre sí, a una distancia de $0.6\lambda_0$.

La selección de esta distancia se ha realizado en función a lo que se ha comentado en el *capítulo 4*, y es que, con esta distancia entre antenas se evita la aparición de los lóbulos de difracción o ‘*grating lobes*’.

El resultado de dicha integración es el que se ha mostrado al principio de este apartado, en la *figura 5.16*. con una distancia entre antenas de:

$$d = 0.6\lambda_0 \rightarrow \text{donde } \lambda_0 = 5\text{mm} \rightarrow d = 0.6 * 5\text{mm} \rightarrow \boxed{d = 3\text{mm}}$$

Por lo tanto, entre el centro de un parche y el centro del otro parche habrá una distancia de 3mm, evitando así la aparición de los lóbulos de difracción en el diagrama de radiación.

Terminado el diseño, se procede con la simulación.

El primero de los problemas que encontramos al observar los resultados, es que el valor de S_{11} es algo bajo comparado con el resultado obtenido en la simulación de la antena parche microstrip simple, además de que no se encuentra centrado en 60 GHz.

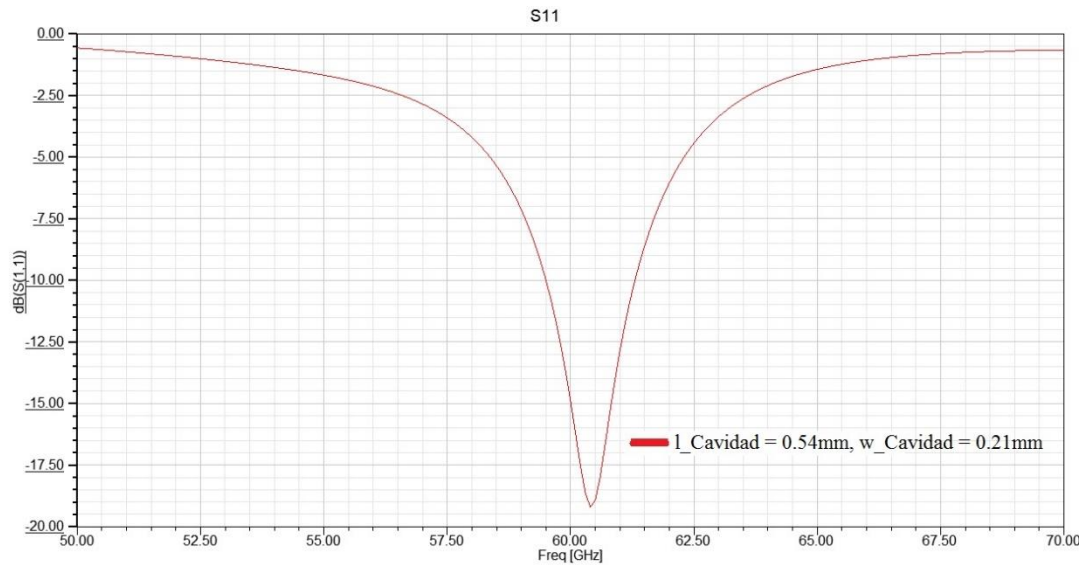


Figura 5.21: S_{11} para el array de 2 antenas parche.

La resolución de estos dos problemas se ha llevado a cabo por partes.

En primer lugar, se ha modificado el valor de la variable ‘cavidad’, que era la encargada de introducir la línea de transmisión microstrip en el parche con el fin de encontrar el valor de impedancia coincidente entre parche y línea.

Para encontrar el valor óptimo de la variable ‘cavidad’, se ha lanzado un barrido paramétrico con un valor inicial en 0.1mm y valor final en 0.7mm con saltos entre valores de 0.1mm.

Los valores obtenidos son los siguientes.

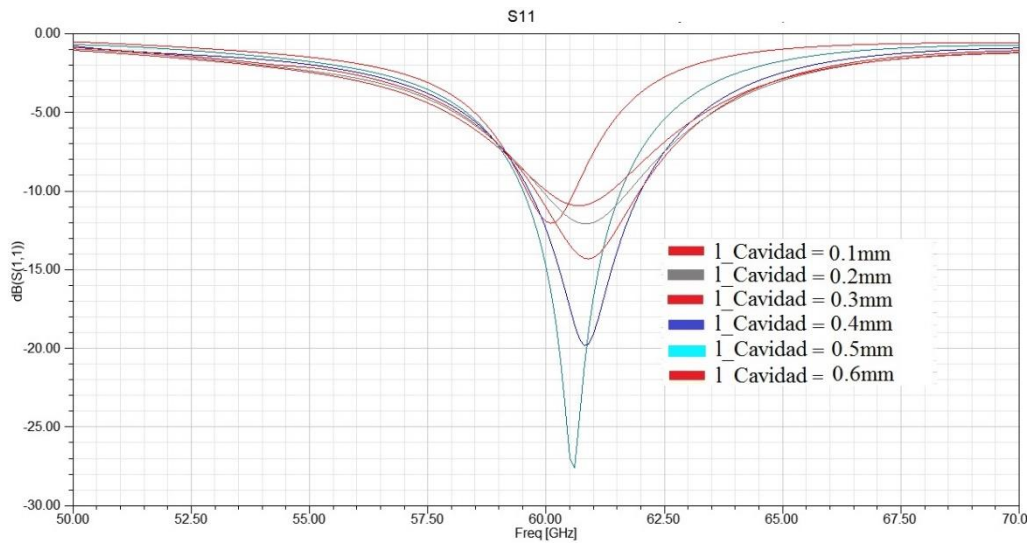


Figura 5.22: S₁₁ tras el barrido paramétrico para la variable 'cavidad'.

Como se puede observar, el barrido ofrece valores que se acercan a los obtenidos con la antena parche simple, pero no llegan a ser igual de óptimos.

Se ha lanzado un segundo barrido paramétrico más fino, comenzando desde un valor inicial de 0.45mm a un valor final de 0.5mm con saltos de 0.01mm entre valores ya que, en la *figura 5.22* se ve como se produce una disminución del S₁₁ para un valor de la variable *cavidad* = 0.4mm al valor de *cavidad* = 0.5mm, para, más tarde, con un valor de *cavidad* = 0.6mm volver subir.

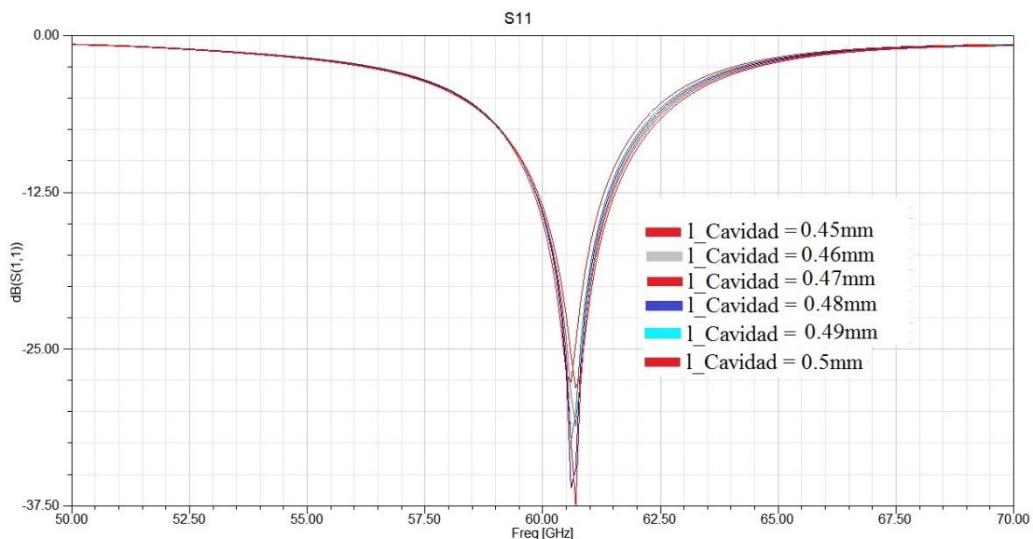


Figura 5.23: S₁₁ tras el segundo barrido paramétrico para la variable 'cavidad'.

Para un valor de la variable **cavidad = 0.47mm**, obtenemos un valor para el S_{11} en torno a los -37.41 dB para la frecuencia de 60.7 GHz, un valor que se acerca más a lo que se busca..

El siguiente paso es variar la anchura del parche para que el S_{11} se centre en torno a los 60 GHz.

Para ello se han probado diferentes valores de anchura, sabiendo que, a medida que la anchura del parche se hace más pequeña, nuestro S_{11} sube en frecuencia y viceversa. Los resultados obtenidos han sido los que se muestran en la siguiente figura.

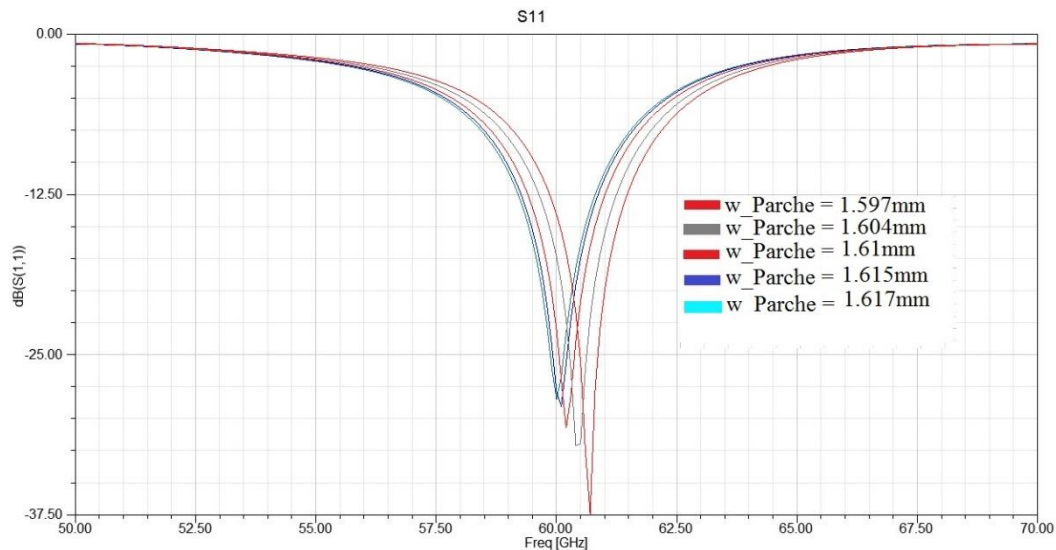


Figura 5.24: S_{11} tras la variación de la anchura del parche.

Con esta variación de la anchura del parche, nuestro S_{11} ya se encuentra centrado a la frecuencia de 60 GHz. Dicho valor para la anchura corresponde a **w_parche = 1.617mm**.

Si es cierto que ha vuelto a subir el valor de S_{11} , pero probando valores para la variable cavidad, se ha encontrado que, para **cavidad = 0.5mm**, nuestro S_{11} mejora notablemente situándose sobre un valor en torno a los **-35 dB**.

El ancho de banda calculado con la *ecuación 5.1* es del 3.66%

Los resultados que se muestra a continuación incluyen la gráfica del S_{11} definitivo, así como el diagrama de radiación y la distribución del campo eléctrico a través del array de dos antenas.

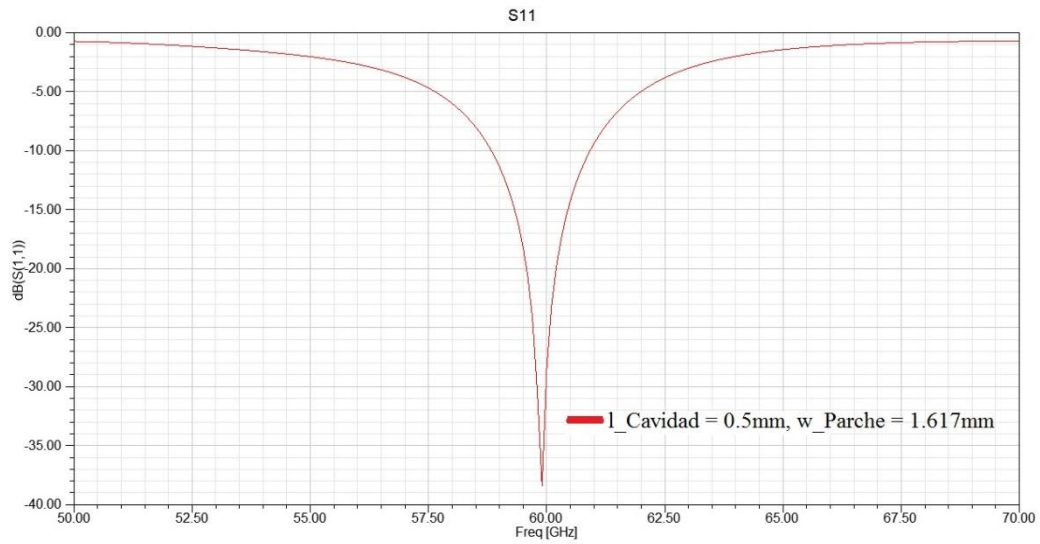


Figura 5.25: S_{11} para el array de 2 antenas parche.

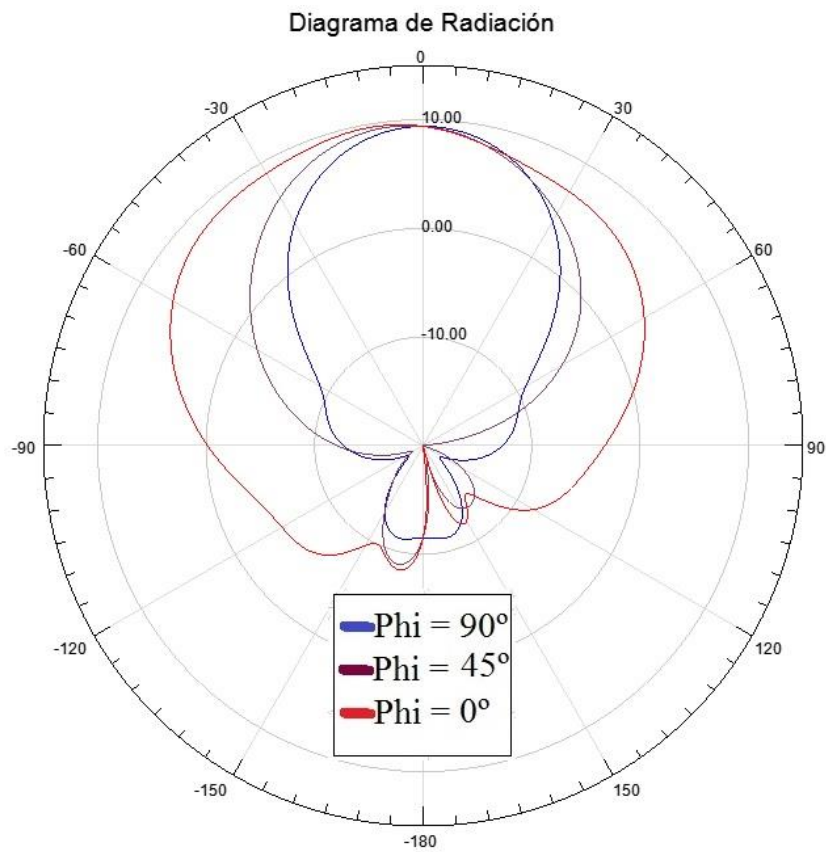


Figura 5.26: Diagrama de radiación array de 2 antenas parche.

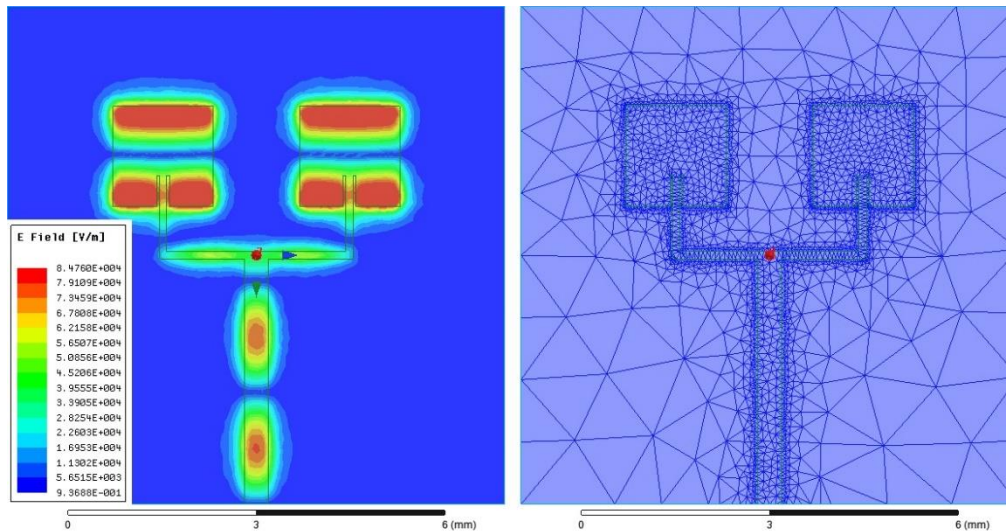


Figura 5.27: Distribución del campo E y mallado para el array de 2 antenas parche.

Como se puede observar en la *Figura 5.26* correspondiente al diagrama de radiación del array de dos parches microstrip, el valor de la **directividad** debido al nivel del lóbulo principal, se sitúa en torno a los **10 dB**; lo que indica que, el hecho de haber duplicado el número de antenas ha dado lugar a que la directividad aumente.

Además, el lóbulo que se apreciaba en los diagramas de radiación debido a la forma de alimentación, ha desaparecido, dando lugar a un diagrama de radiación simétrico.

En la *Figura 5.27*, donde se expone la distribución del campo E, se puede ver como a ambas antenas les llega la misma cantidad de potencia (Color rojo oscuro sobre los parches) y al mismo tiempo, ambas líneas transmiten la potencia en fase, por lo que el divisor T-Junction funciona de una forma óptima.

El próximo paso, es diseñar un array de 2x2 antenas parche microstrip para ir aumentando el valor de la directividad, y obtener un diseño base que replicar en configuraciones de más elementos.

5.5 Array de 4 antenas parche microstrip

El diseño final para esta matriz de cuatro elementos es el siguiente:

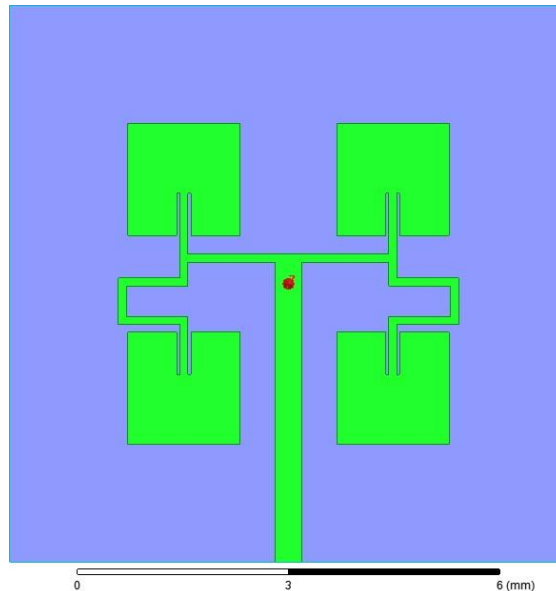


Figura 5.28: Array de 4 antenas parche microstrip.

Como se puede observar en la *figura 5.28*, se ha utilizado el diseño del array de dos antenas parche microstrip para realizar los dos parches superiores, así como el divisor de potencia T-Junction. Además, se han añadido debajo, a una distancia de $0.6\lambda_0$, otros dos parches de idénticas dimensiones con sus correspondientes líneas de alimentación, dando lugar a un total de cuatro antenas parche microstrip.

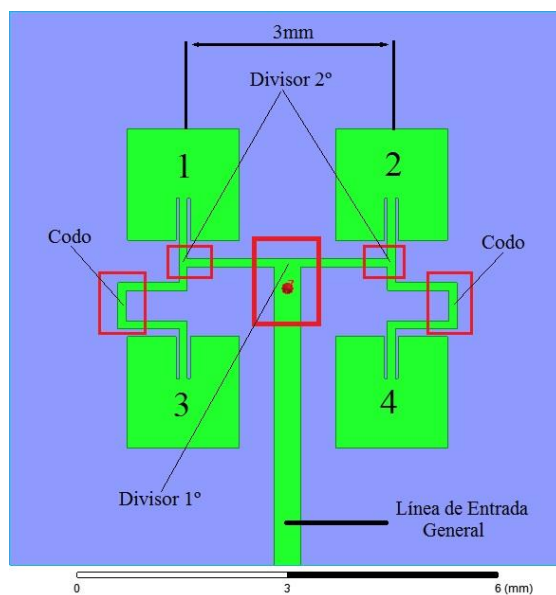


Figura 5.29: Partes que componen el array de 4 elementos parche.

El campo que se propague a través de la línea de entrada general llegará al primer divisor, donde la potencia se dividirá en partes iguales recorriendo cada uno de los brazos de distribución como ocurría en el array de dos antenas parche. Tras esta primera división se producirá una segunda, donde también se repartirá la potencia de una forma igualitaria entre la antena 1 y 3, y homológamente, entre las antenas 2 y 4.

Más adelante se explicará el por qué se han introducido los codos en las líneas de alimentación de los parches inferiores.

Una vez colocadas las cuatro antenas parche a la distancia adecuada, se ha pasado a colocar las líneas de alimentación de los parches inferiores 3 y 4. Dichas líneas son de la misma anchura que las que alimentan los parches superiores 1 y 2, es decir, 0.1145mm para que la impedancia de la línea sea de 100Ω .

Se puede observar en la *figura 5.28*, como los parches inferiores 3 y 4 se alimentan por el lado contrario que a los parches 1 y 2. Esto no supone ningún problema en la longitud que debe tener la variable ‘cavidad’ para introducir la línea de transmisión en la antena, ya que la impedancia por un lado y por el otro del parche es la misma. Es por ello que el valor de la variable ‘cavidad’ se mantiene.

Una vez añadidas las líneas de excitación de los parches inferiores, nuestro diseño quedaría de la siguiente manera:

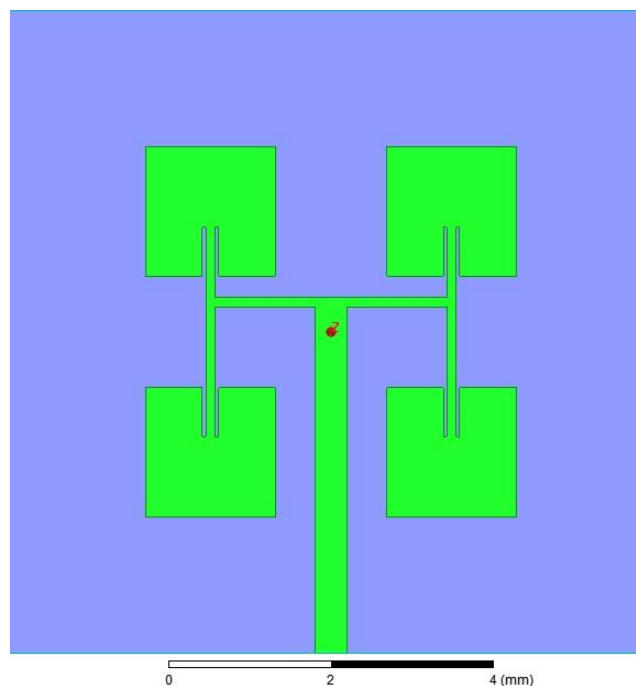


Figura 5.30: Primer diseño del array de 4 antenas parche microstrip.

Una vez terminado el diseño se ha pasado a la simulación, obteniendo los siguientes resultados

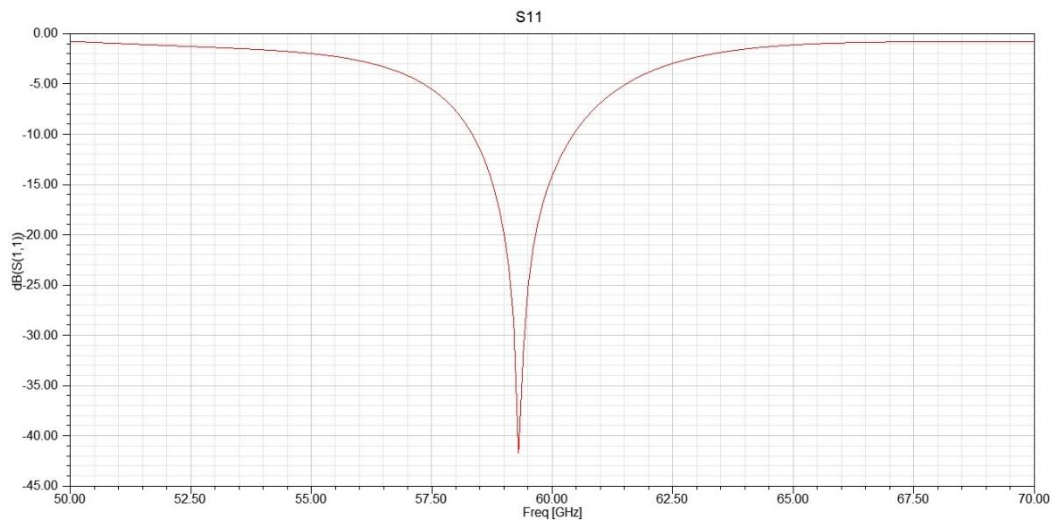


Figura 5.31: S_{11} para primera simulación del array de 4 antenas parche microstrip.

Como se puede observar, los resultados para el valor de S_{11} son buenos, salvo que se encuentra desplazado un poco por debajo de la frecuencia de los 60 GHz.

No obstante, el problema por el que este diseño no es válido viene a la hora de pintar los campos que recorren las diferentes líneas y antenas.

Si se pinta el campo E, se ve como las cuatro antenas parche no están radiando en fase, es decir, la potencia no llega a la vez en las cuatro antenas, por lo que las antenas 1 y 2 están radiando con desfase respecto a las antenas 3 y 4, haciendo que el diagrama de radiación nos ofrezca un resultado no deseado.

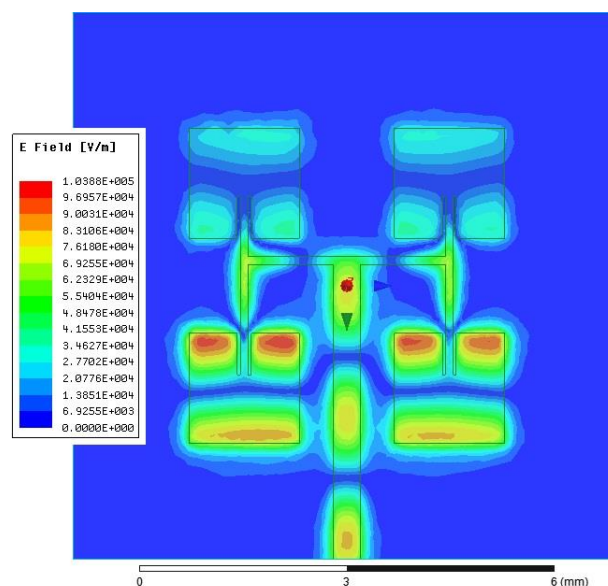


Figura 5.32: Distribución campo E primera simulación array 4 antenas parche.

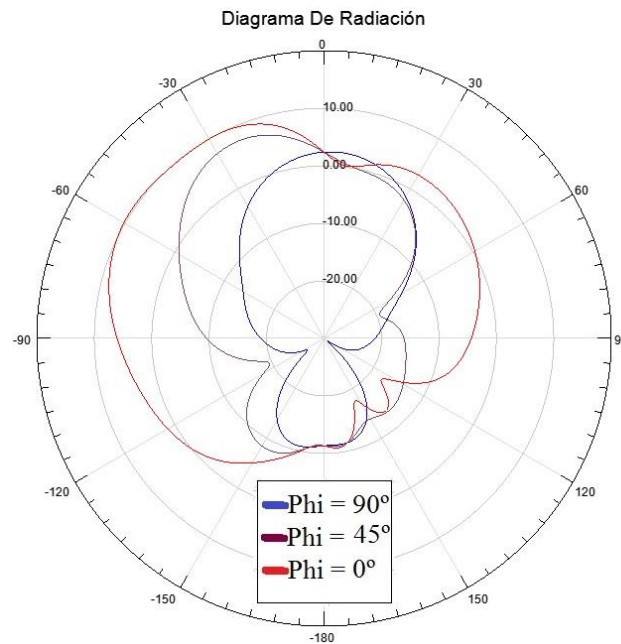


Figura 5.33: Diagrama de radiación para primera simulación del array de 4 antenas parche

El valor de la directividad se sitúa en torno a los 3 dB en la dirección $\theta = 0^\circ$, quedándonos muy por debajo incluso que con el valor obtenido para la antena parche simple, el cual se situaba en torno a los 7.5 dB.

Para solucionar el problema del desfase entre antenas, se han añadido los codos en las líneas de alimentación inferiores con el fin de que todas las antenas radien en fase y con una potencia similar. La introducción de dichos codos van a hacer que el campo que se propaga por las líneas de transmisión inferiores, lo haga en un periodo más largo de tiempo, tiempo necesario para que llegue en fase con el campo propagado en las líneas superiores. Para encontrar cual es la longitud del codo perfecta con la cual todos los parches radien a la vez, se ha diseñado un barrido paramétrico, el cual varié la longitud de los brazos que conforman el codo hasta que, todas las antenas estén en fase.

Cuando la longitud del brazo del codo sea la idónea, se verá reflejado en nuestro diagrama de directividad, ya que es de esperar que nuestro valor para la directividad supere al obtenido con el array de dos antenas parches, cumpliendo la condición de que, a más número de elementos en una agrupación, mayor directividad.

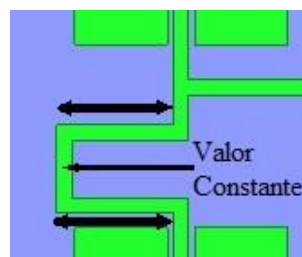


Figura 5.34: Esquema explicativo sobre la variación de la longitud del brazo

Dicho esto, se ha preparado el barrido para que comience en un valor de 0mm, que correspondería a no tener codos en nuestro diseño, hasta una longitud del brazo del codo final de 0.8mm, con salto entre los diferentes valores de 0.1mm. La variación del S_{11} se muestra en la *figura 5.35*.

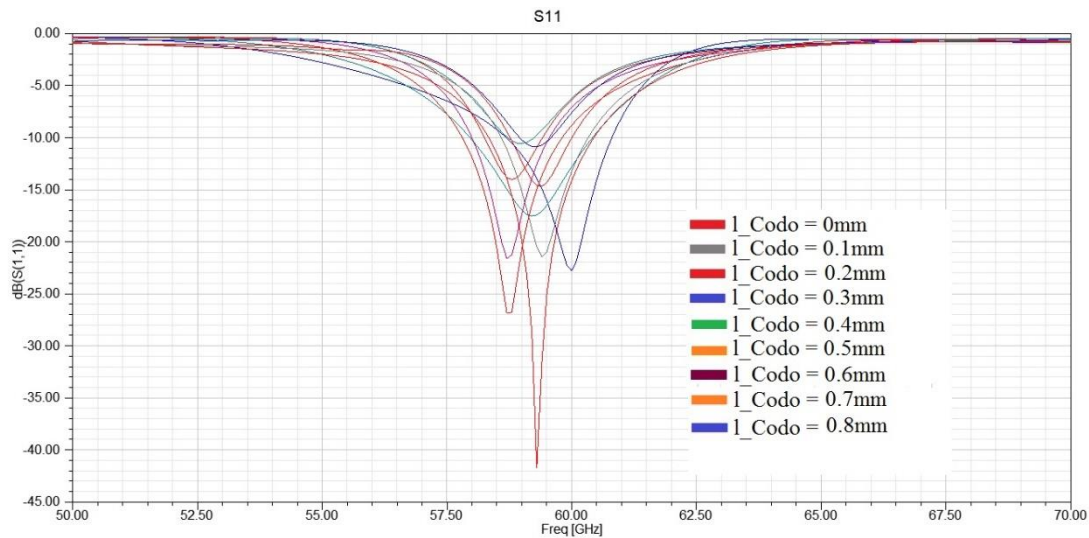


Figura 5.35: S_{11} tras el barrido paramétrico para determinar el valor óptimo de l_{Codo} .

Como se puede ver en la figura, a la frecuencia de 60 GHz se ha obtenido un valor para el S_{11} en torno a los **23 dB**, el cual posee un ancho de banda del 3.5%.

Dicho S_{11} corresponde a un valor de **longitud para el brazo del codo** de unos **0.8mm**.

Si con este valor de 0.08mm se pinta la distribución del campo E a través del array vemos que, las antenas radian en fase, mejorando claramente el diagrama de radiación.

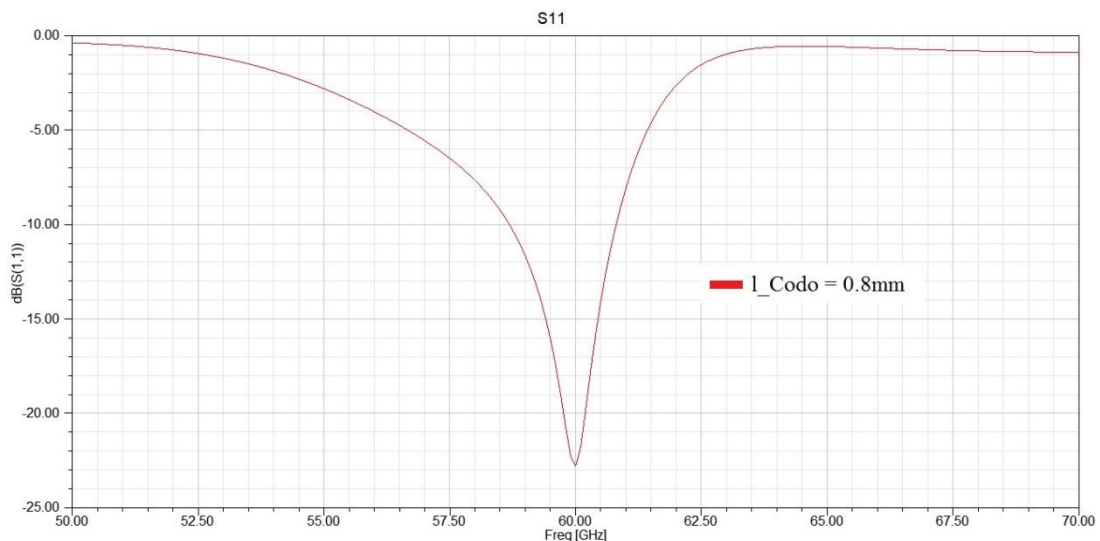


Figura 5.36: S_{11} para el array de 4 antenas parche.

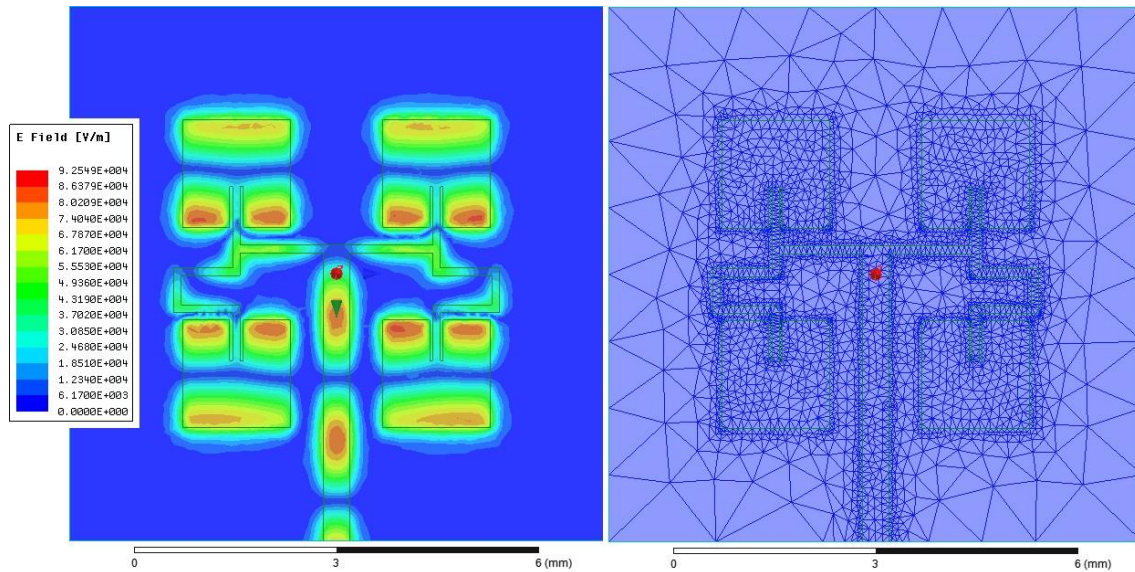


Figura 5.37: Distribución del campo E y mallado para el array de 4 antenas parche.

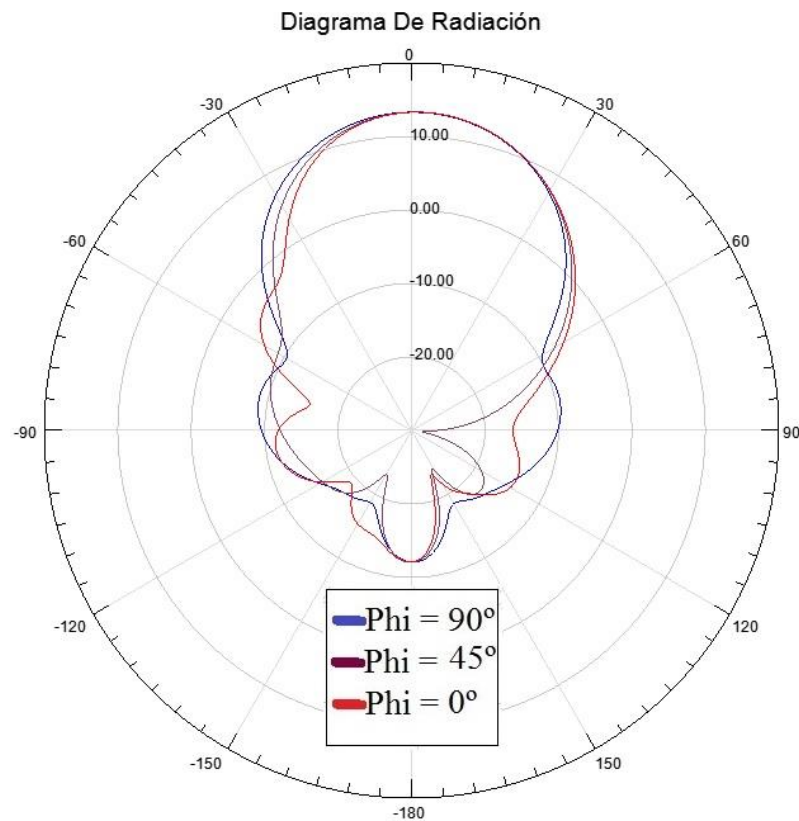


Figura 5.38: Diagrama de radiación array de 4 antenas parche.

El valor de la **directividad** que nos marca la *Figura 5.38* se sitúa en torno a los **13.5 dB**, valor que, sobrepasa al valor anteriormente proporcionado por el array de dos antenas parche, manteniendo esa subida a medida que el número de elementos del array crece.

5.6 Array de 8 antenas parche microstrip

El diseño final para el array de 8 antenas parche microstrip es el que se muestra en la *figura 5.39*:

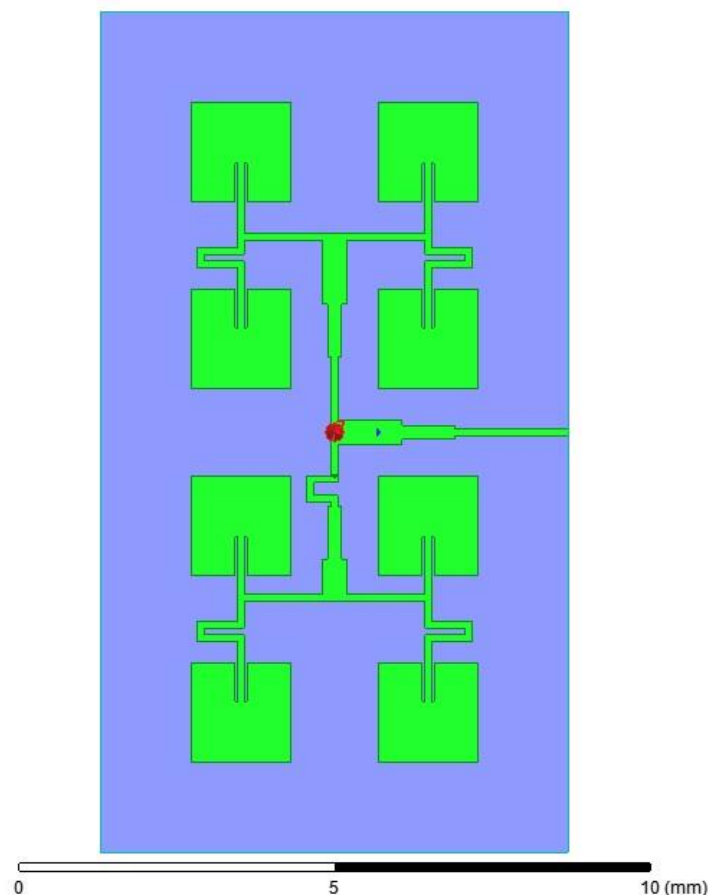


Figura 5.39: Array de 8 antenas parche microstrip.

Este diseño está formado por las siguientes partes:

- Array de 4 antenas parche en la parte superior y la parte inferior del diseño general. Esta combinación nos da un total de 8 Antenas parche separadas entre sí por 3mm, tanto en la dirección x como en la dirección y, tal y como se ha hecho en los diseños anteriores.
- Se ha introducido un nuevo divisor de potencia T-Junction el cual se explicará más adelante.
- Para evitar el desfase, al igual que nos sucedía en el diseño del array de 4 antenas parche, también se ha introducido un codo en la parte inferior para conseguir que todas las antenas radien al mismo tiempo.

Todas las partes que se han nombrado se pueden ver reflejadas en la siguiente figura:

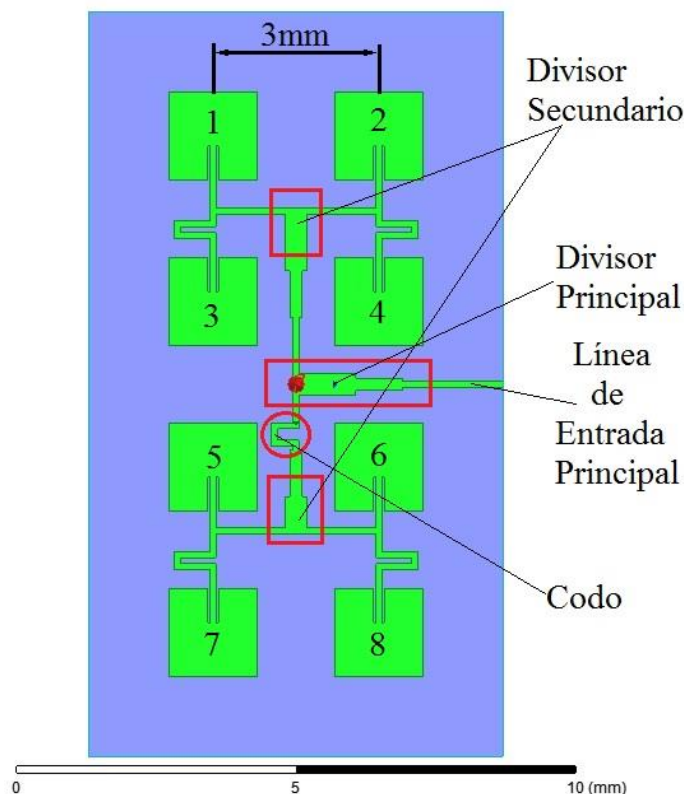


Figura 5.40: Partes que componen el array de 8 elementos parche.

El primer punto es el diseño del divisor de potencia principal. Dicho divisor consta de una línea de entrada principal cuya anchura es de 0.1145mm , es decir, posee una impedancia de 100Ω . El hecho de que se haya seleccionado esta anchura para la línea principal tiene que ver con la distancia existente entre antenas. Como se puede ver en la *figura 5.40*, la línea de entrada general se introduce entre las antenas 4 y 6. Si la anchura de dicha línea es demasiado grande, los campos que se propaguen a través de la tira microstrip y los campos que se radien en las antenas 4 y 6 podrían acoplarse entre ellos, haciendo que la potencia de las antenas variase, lo que alteraría el diagrama de radiación. Por lo tanto, se utiliza una anchura de línea menor, dejando entre las antenas y la línea una distancia suficiente como para evitar el acoplo mutuo.

Si la potencia se introduce con una línea de 100Ω y el diseño del divisor se basaba en que la línea de entrada era de 50Ω , se debe colocar un adaptador de impedancias $\frac{\lambda}{4}$ para realizar el paso de potencia de la línea de entrada general de 100Ω a una línea de 50Ω , y así aprovechar el diseño del divisor utilizado en los apartados anteriores y evitar pérdidas de potencia.

El diseño del adaptador se ha realizado de la siguiente forma:

Línea de entrada general $\rightarrow 100\Omega$ con anchura de 0.1145mm

Línea de entrada al divisor $\rightarrow 50\Omega$ con anchura de 0.395mm

La ecuación necesaria para obtener la impedancia que permita el traspaso de potencia sin que se produzcan pérdidas es la siguiente:

$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = \sqrt[2]{Z_1 Z_2} \quad (5.4)$$

Z_1 va a corresponder a la impedancia de la línea de entrada general $Z_1 = 100\Omega$.

Z_2 va a corresponder a la impedancia de la línea de entrada al divisor $Z_2 = 50\Omega$.

Por lo tanto, el valor para la impedancia del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ será de:

$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = \sqrt[2]{Z_1 Z_2} \rightarrow Z_{\frac{\lambda}{4}} = \sqrt[2]{100 * 50} \rightarrow Z_{\frac{\lambda}{4}} = 70.71\Omega$$

El valor de la impedancia del adaptador será de 70.71Ω , que en términos de **anchura** corresponde a unos **0.2264mm** [16]. Los resultados para cada uno de los puertos son los mismos que los simulados en el *apartado 5.4* ya que las anchuras de las líneas son las mismas.

La longitud de dicho adaptador $\frac{\lambda}{4}$ será de 0.842mm, como se ha resuelto en el *apartado 5.3.1* de este mismo capítulo.

Los dos divisores secundarios se basan en el mismo diseño, integran un adaptador de impedancias $\frac{\lambda}{4}$ de las mismas dimensiones que el anteriormente comentado.

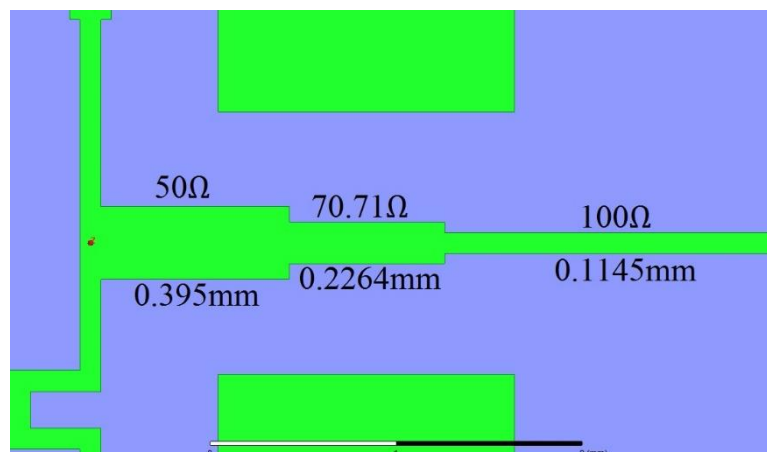


Figura 5.41: Partes del divisor de potencia para el array de 8 antenas parche.

Una vez adaptado el divisor de potencia, se ha comenzado con el diseño del codo para forzar a que la potencia llegue en fase a los diferentes subconjuntos de cuatro arrays.

Si no se introduce dicho codo, se puede ver como los diferentes subconjuntos de cuatro arrays radian con desfase, además de que el nivel de potencia para cada uno es diferente.

Los resultados obtenidos sin introducir el codo han sido los siguientes:

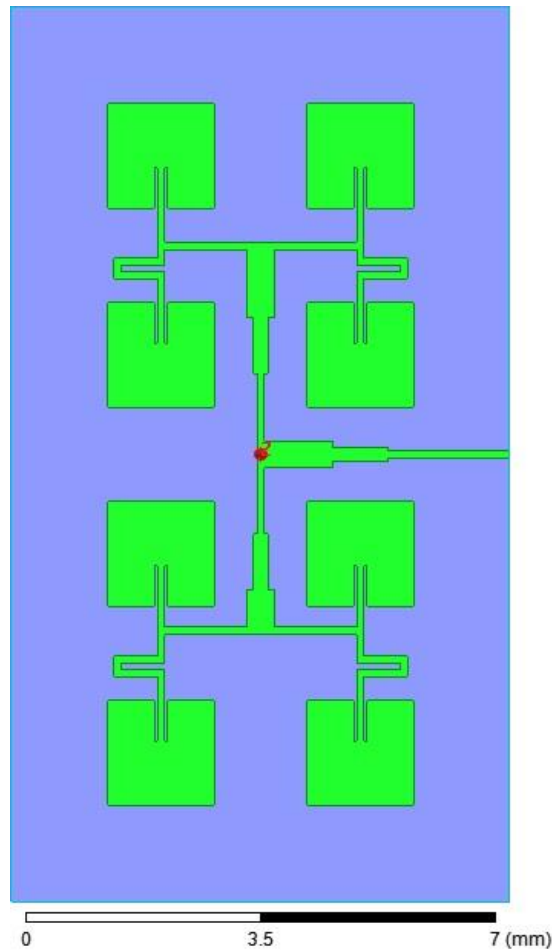


Figura 5.42: Primer diseño del array de 8 antenas parche microstrip.

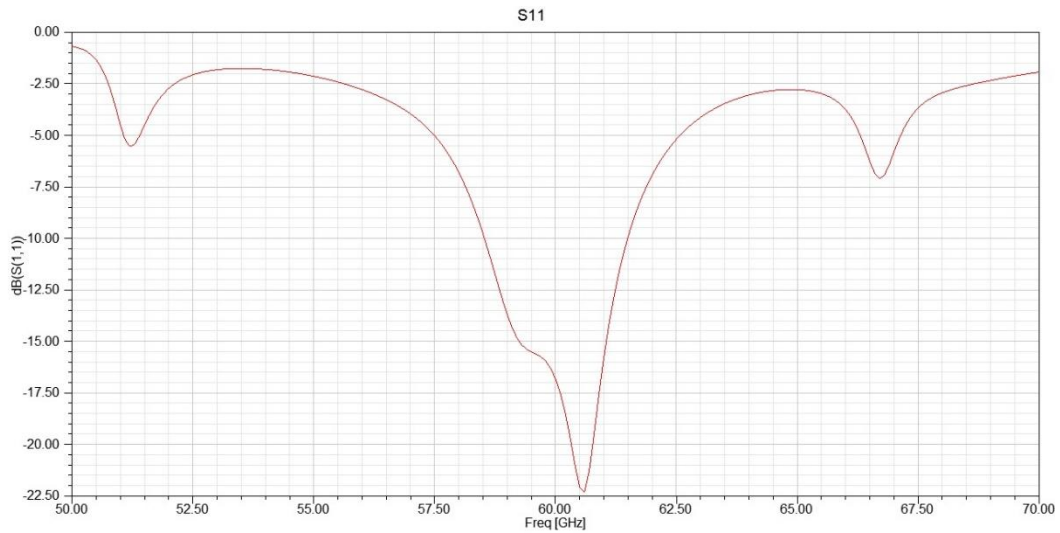


Figura 5.43: S_{11} para array de 8 antenas parche sin codo.

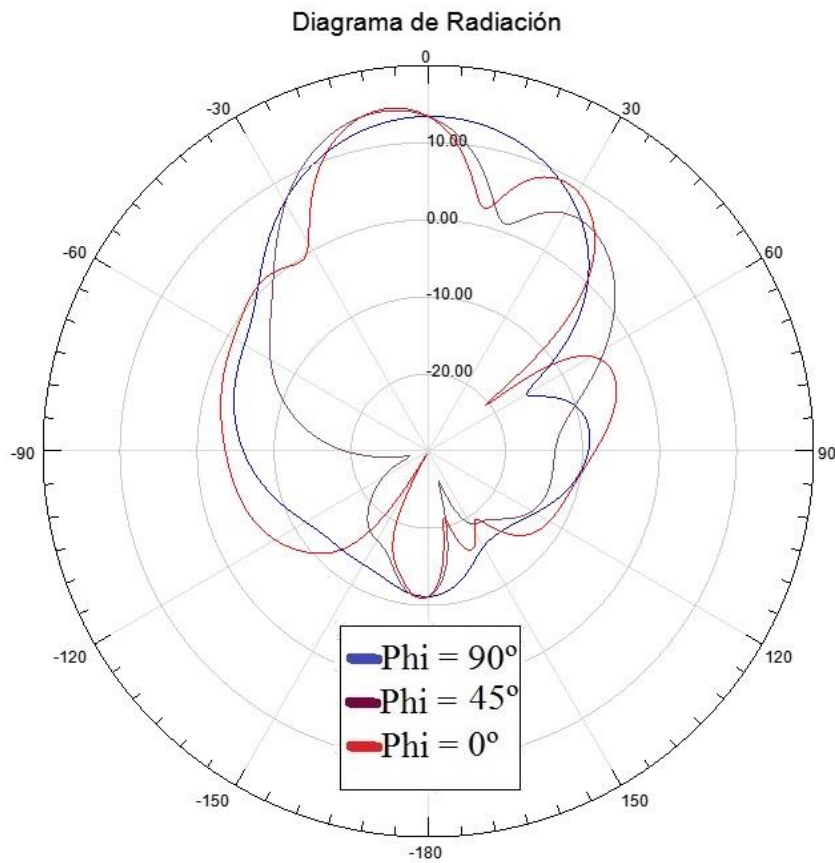


Figura 5.44: Diagrama de radiación para array de 8 antenas parche sin codo.

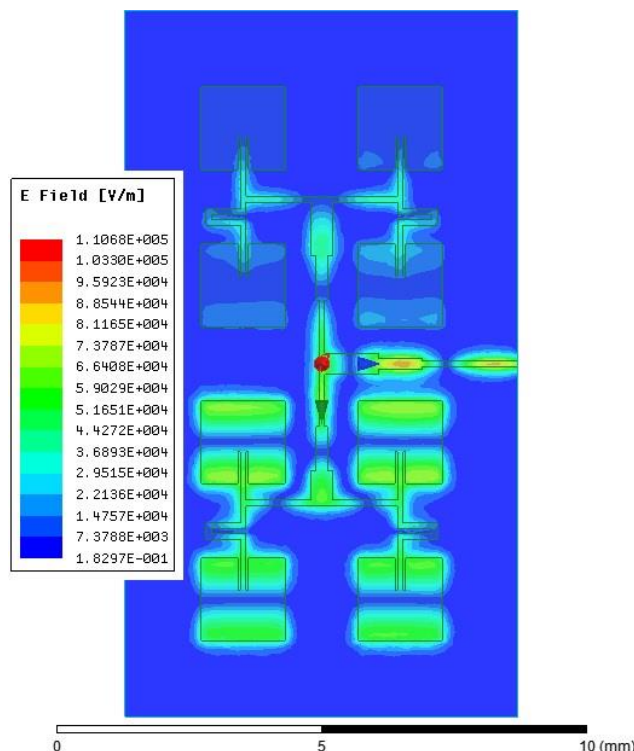


Figura 5.45: Distribución campo E para array de 8 antenas parche sin codo.

El S_{11} presenta un valor de -17 dB a 60 GHz y de -24 dB a 60.5 GHz. Sin embargo, el diagrama de radiación no es simétrico debido a desfases entre las antenas. El campo no llega en fase a todas las antenas que forman el array. El valor de la directividad para este diseño si sitúa en torno a los 13.57 dB, valor muy similar al obtenido con el array de cuatro elementos (13.5 dB), algo que no es esperado ya que, hasta el momento, a medida que se aumentaba el número de elementos del array, también aumentaba el valor de la directividad.

Al igual que para el diseño de los codos en el array de cuatro antenas parche, se ha realizado un barrido paramétrico para encontrar la longitud optima del brazo que conforma el codo, con un valor inicial en 0mm, valor que correspondería con la forma presentada en la *figura 5.43*, hasta un valor final de 0.4mm y salto entre valores de 0.1mm.

El valor final se ha fijado en 0.4mm permitiendo una distancia suficiente que impida que el campo que atravesase las líneas microstrip que conforma el codo no se acople a la antena parche colindante.

La variación del S_{11} obtenida se muestra en la *figura 5.45*:

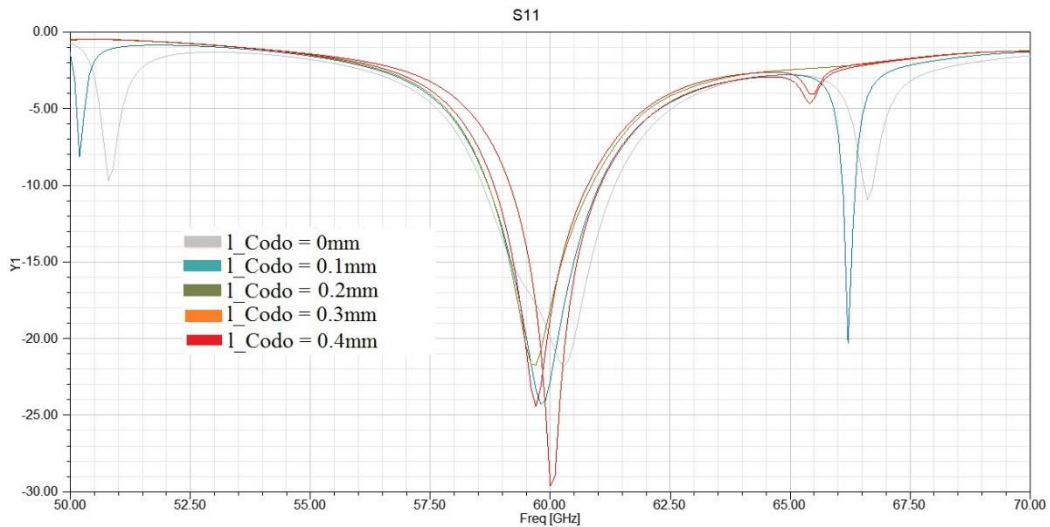


Figura 5.45: S_{11} para diferentes valores del codo del array de 8 antenas parche

Para un valor de **longitud del brazo** situado en torno a los **0.4mm**, se obtiene un valor para el S_{11} cercano a los **-30 dB** y centrado en la frecuencia de 60 GHz, un valor más que aceptable y que mejora con respecto al obtenido en el array de cuatro elementos mostrado en el apartado anterior. El ancho de banda ofrecido es del 3%.

Con este valor se puede comprobar los resultados del diagrama de radiación, así como la distribución del campo E.

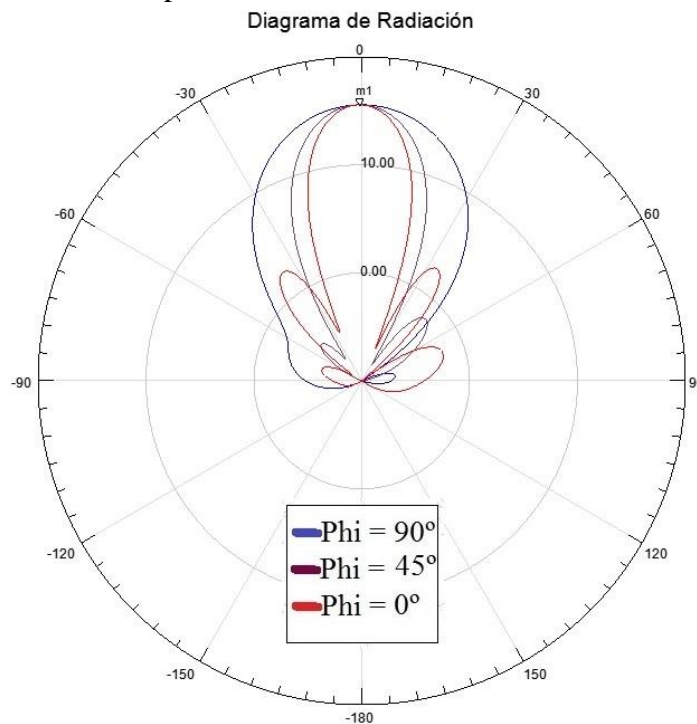


Figura 5.46: Diagrama de radiación para array de 8 antenas parche.

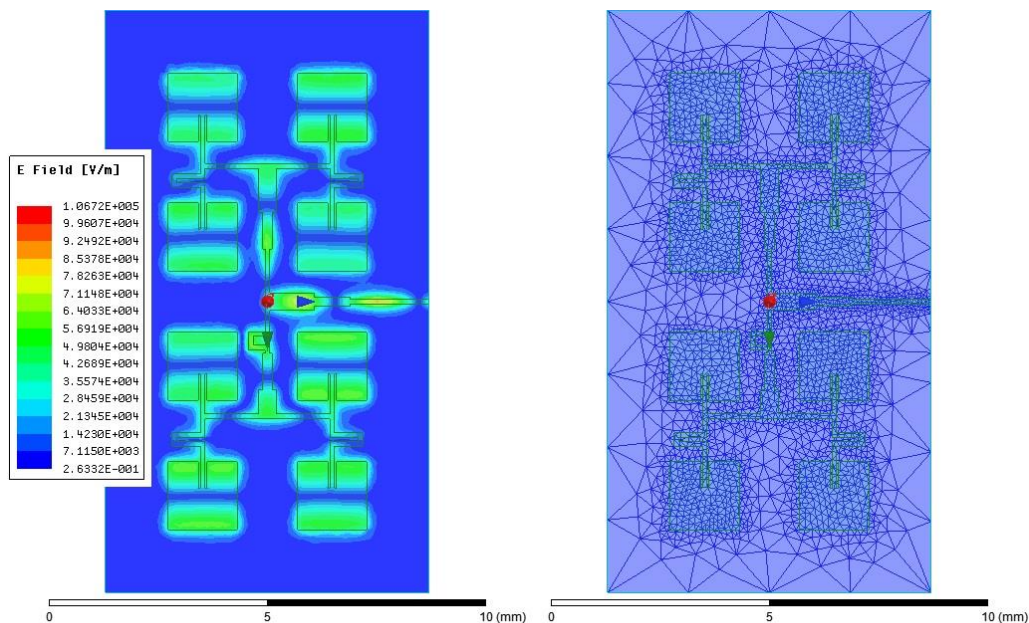


Figura 5.47: Distribución del campo E y mallado para el array de 8 antenas parche

Se aprecia como el diagrama de radiación para el diseño del array de 8 antenas parche microstrip se obtiene más simétrico y además con un valor de **directividad** en torno a los **15.5 dB**, un valor más elevado que el obtenido con el array de 4 antenas parche como era de esperar.

En la *figura 5.47* se observa como todas las antenas que forman la agrupación radian a la vez y con niveles de potencia similares.

El próximo paso a seguir es elaborar el array de 16 antenas parche microstrip y ver si el valor de la directividad cumple las expectativas, o, por el contrario, debemos añadir más elementos a nuestro array.

5.7 Array de 16 antenas parche microstrip

El diseño final obtenido para esta agrupación se muestra en la *figura 5.48*:

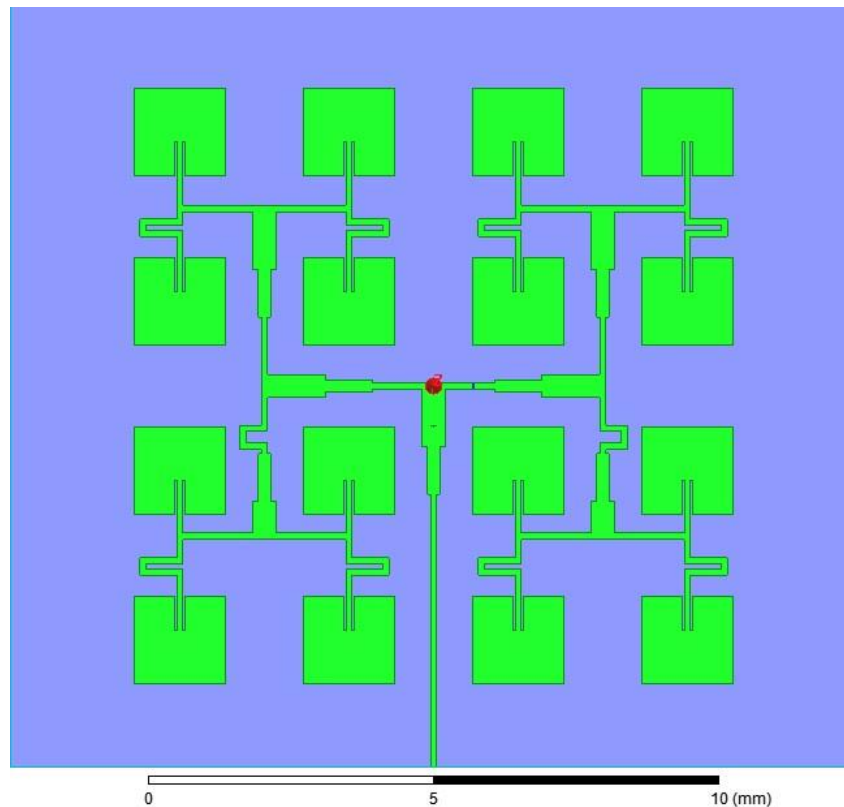


Figura 5.48: Array de 16 antenas parche microstrip

Como se puede ver en la figura anterior, para el diseño de esta agrupación, se ha reutilizado el array de ocho elementos que se ha diseñado en el apartado anterior. Lo único que se ha añadido ha sido el divisor principal, el cual, reparte la potencia entre los dos subarrays de ocho elementos y que presenta el mismo formato de diseño que el realizado anteriormente, con los mismos valores de anchura para cada una de las partes.

La estructura que se ha diseñado se puede apreciar en la *figura 5.49*, donde se muestra las diferentes partes que forman el array de 16 antenas parche microstrip.

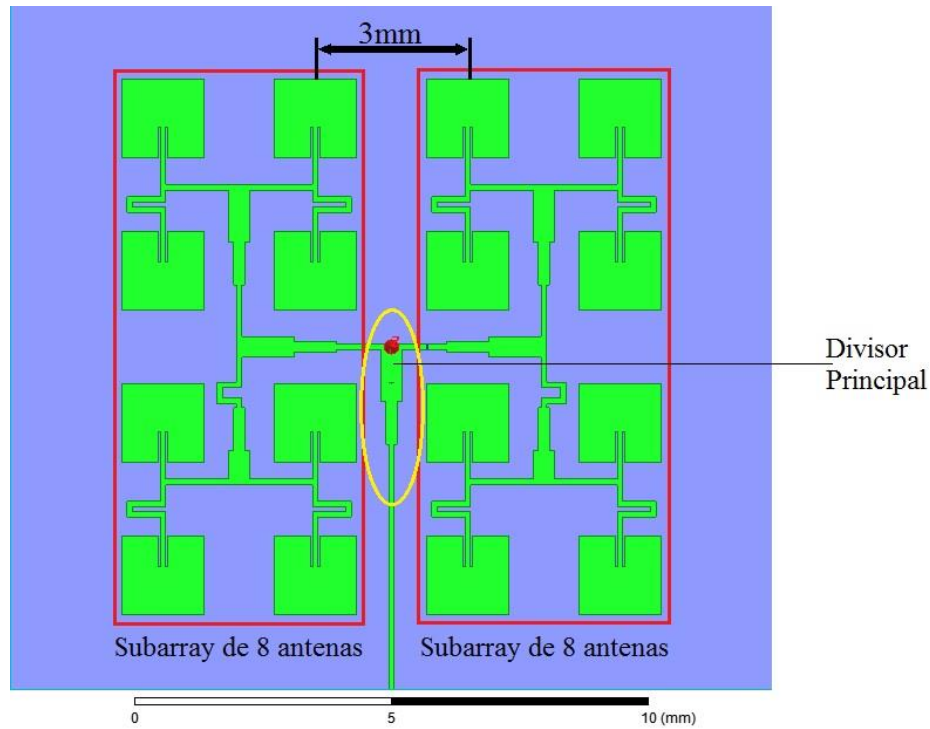


Figura 5.49: Partes que componen el array de 16 elementos parche.

Los dos subarrays de antenas se han colocado a una distancia de $0.6\lambda_0$ para mantener la distancia de 3mm entre todos los elementos de la agrupación y evitar que aparezca los ‘grating lobes’ o lóbulos de difracción.

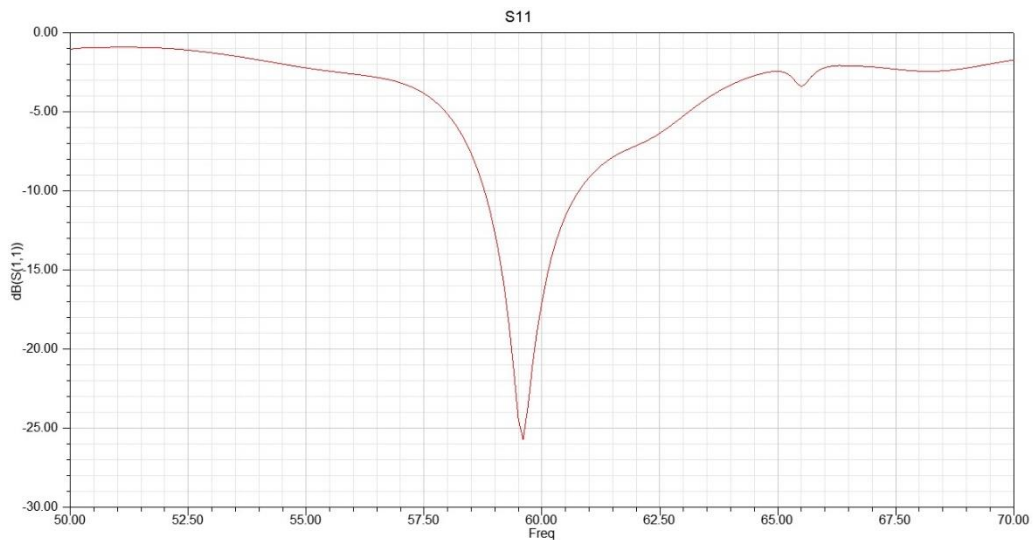


Figura 5.50: Primer valor de S11 para array de 16 antenas parche.

Como se puede ver en la *figura 5.50*, el S_{11} se sitúa en torno a los -25 dB, además de que dicho valor se encuentra un poco desplazado de la frecuencia de los 60 GHz. Con una pequeña optimización de las dimensiones del parche centraría de nuevo el pico en 60 GHz.

Se han probado diferentes valores para la anchura de la antena parche microstrip con el fin de centrar más el S_{11} en torno a la frecuencia de 60 GHz.

Como el valor de S_{11} se encuentra por debajo de la frecuencia deseada, se debe reducir el valor de la anchura del parche con el fin de que resuene a una frecuencia superior a la actual.

Partiendo de un valor de anchura del parche de 1.573mm, los resultados obtenidos para los diferentes valores de anchura del parche han sido los siguientes:

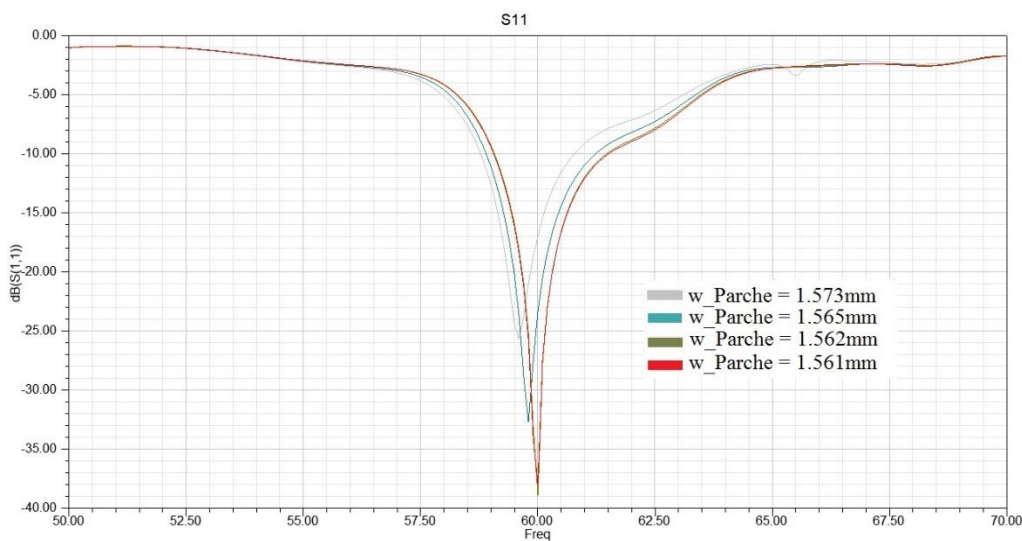


Figura 5.51: Valores del S_{11} para diferentes valores de anchura del parche.

Como se puede apreciar en la *figura 5.51*, el valor para la **anchura del parche** que mejor centra el valor del S_{11} en 60 GHz es **1.561mm**, con un valor de **-38 dB**.

El ancho de banda calculado mediante la *ecuación 5.1* es del 3%.

Con este valor para la anchura de los diferentes parches microstrip, podemos obtener el diagrama del S_{11} definitivo, el diagrama de radiación de esta agrupación, así como la distribución del campo E.

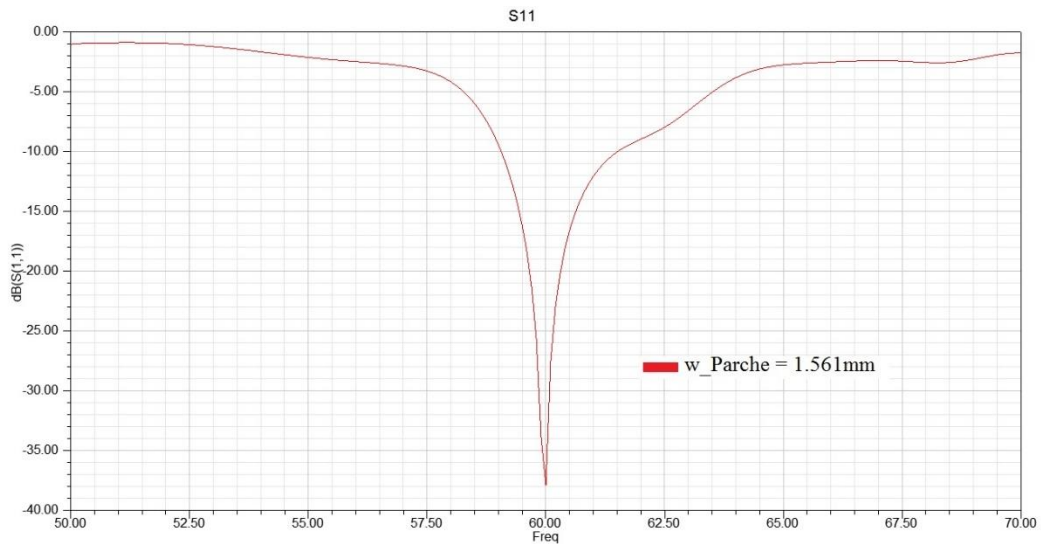


Figura 5.52: S11 definitivo para array de 16 antenas parche.

Como se puede observar en la *figura 5.52*, el valor definitivo del S_{11} si sitúa en torno a los **-38 dB**, además de estar centrado a la frecuencia de operación.

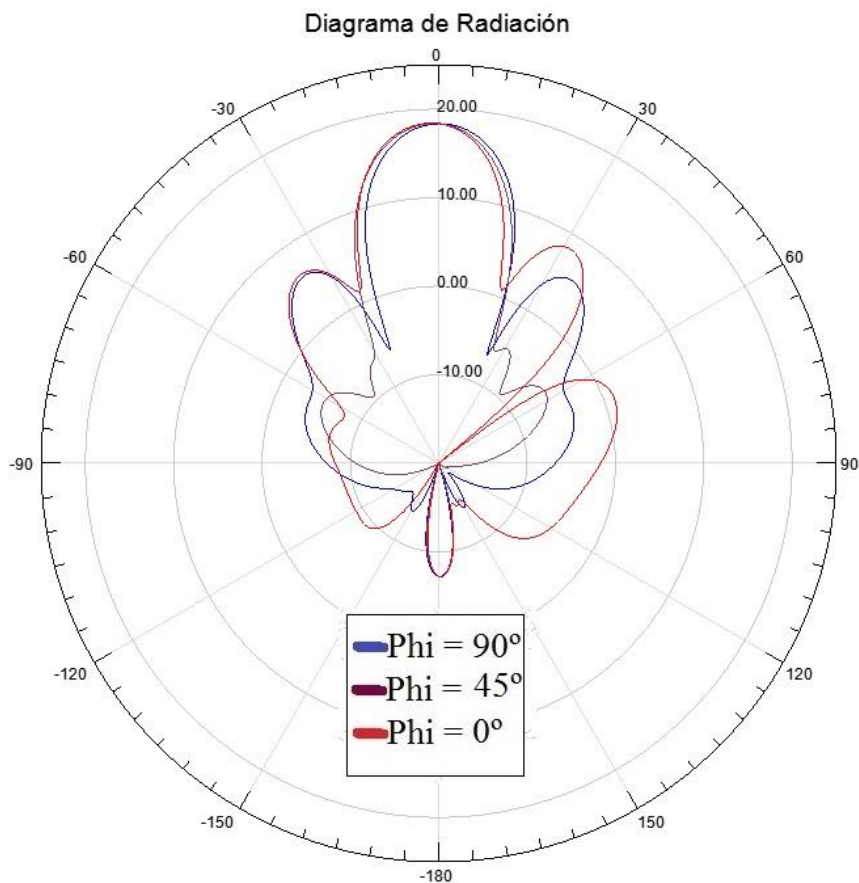


Figura 5.53: Diagrama de radiación para array de 16 antenas parche definitivo.

El diagrama de radiación muestra como el nivel del lóbulo principal, nos ofrece un valor para la **directividad** en torno a los **18.5 dB**, manteniendo esa tendencia a subir conforme se aumenta el número de elementos.

En dicho diagrama se puede ver también ciertas características relacionadas con la distribución de corrientes de forma uniforme ya que, el haz principal no es muy ancho y el nivel de los lóbulos laterales es algo elevado, en torno a los 8.4 dBi.

También podemos observar como la simetría del diagrama se ve alterada por un lóbulo sobresaliente apuntando hacia los 90°. Dicho lóbulo es el debido a la forma de alimentación como se comentó en apartados anteriores.

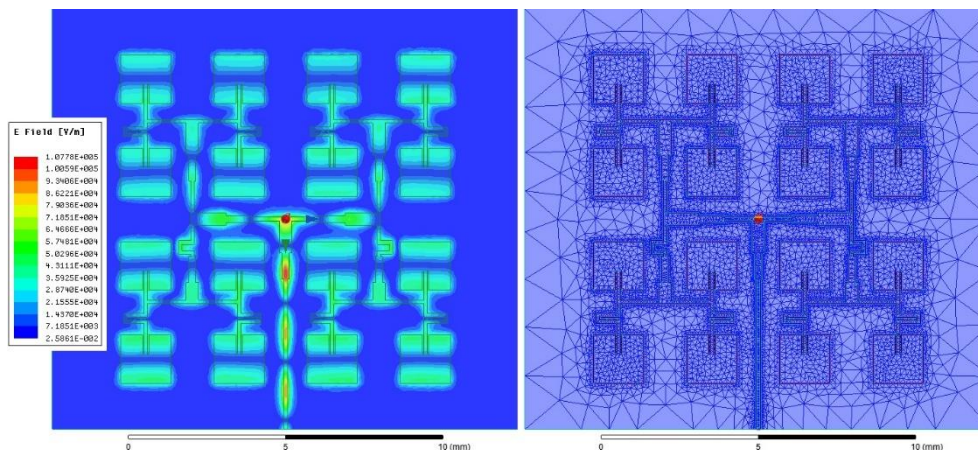


Figura 5.54: Distribución del campo E y mallado para el array de 16 antenas parche.

Finalmente, al observar la *figura 5.54*, se ve como todas las antenas parche radian en fase y con una potencia similar, por lo que los divisores de potencia que se han diseñado funcionan de una forma óptima.

El valor de la directividad no alcanza el valor requerido por las especificaciones, que lo situaban en torno a los 20 dBi. Por lo tanto se ha diseñado un array de 64 antenas parche con el fin de comprobar si la directividad alcanza el valor requerido.

A medida que se aumenta el número de elementos de la matriz, el número de tetraedros crece, lo que hace que las simulaciones tarden en concluir cada vez más tiempo. En un array con 64 elementos, se deberá estudiar si es necesario bajar el número de pasadas total de nuestra simulación, con el fin de no saturar el ordenador de trabajo a no ser, que se realice dicha simulación con un ordenador más potente.

5.8 Array de 64 antenas parche microstrip

El diseño final conseguido para esta agrupación de antenas es el que se muestra en la siguiente figura:

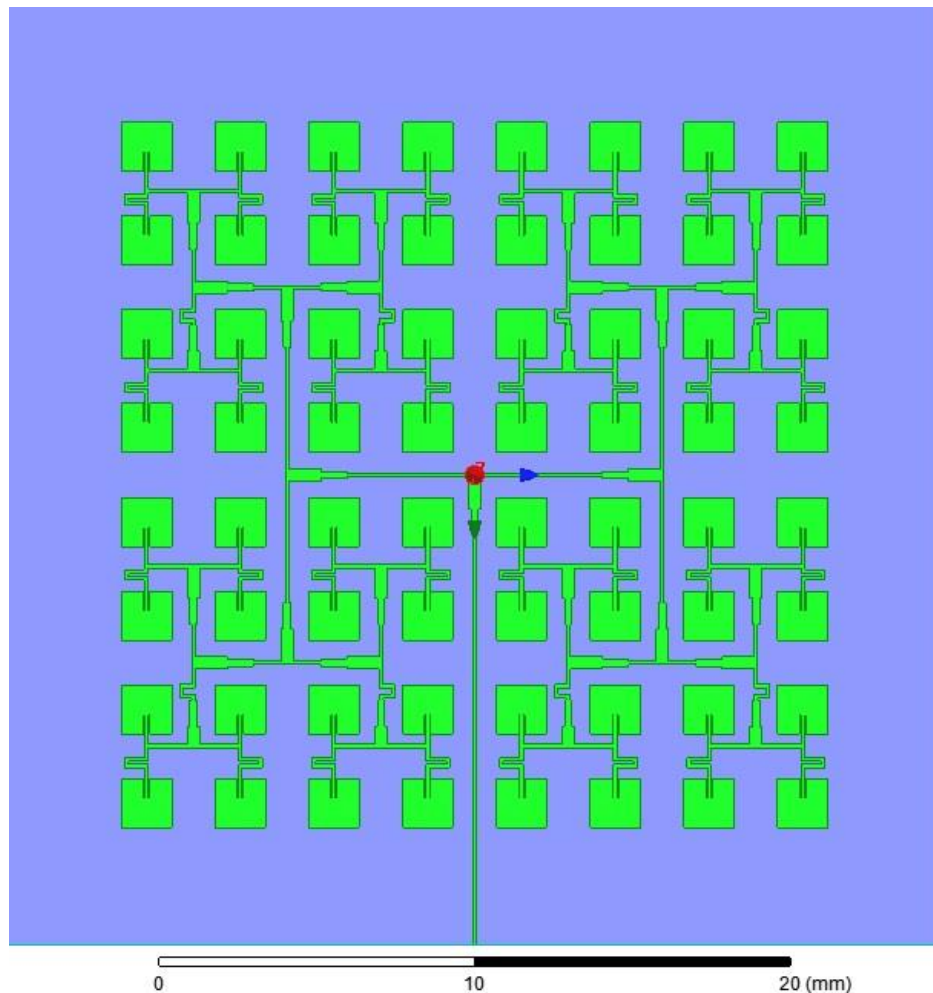


Figura 5.55: Array de 64 antenas parche microstrip.

Dicho diseño se basa en la reutilización del array de 16 antenas parche.

Al igual que en el caso anterior, lo único que se ha añadido es el divisor principal que distribución, que es el encargado de repartir la potencia entre los cuatro subarrays de antenas parche, para más tarde llegar a un segundo divisor encargado de dividir la potencia entre el subarray de 16 antenas superior e inferior simultáneamente.

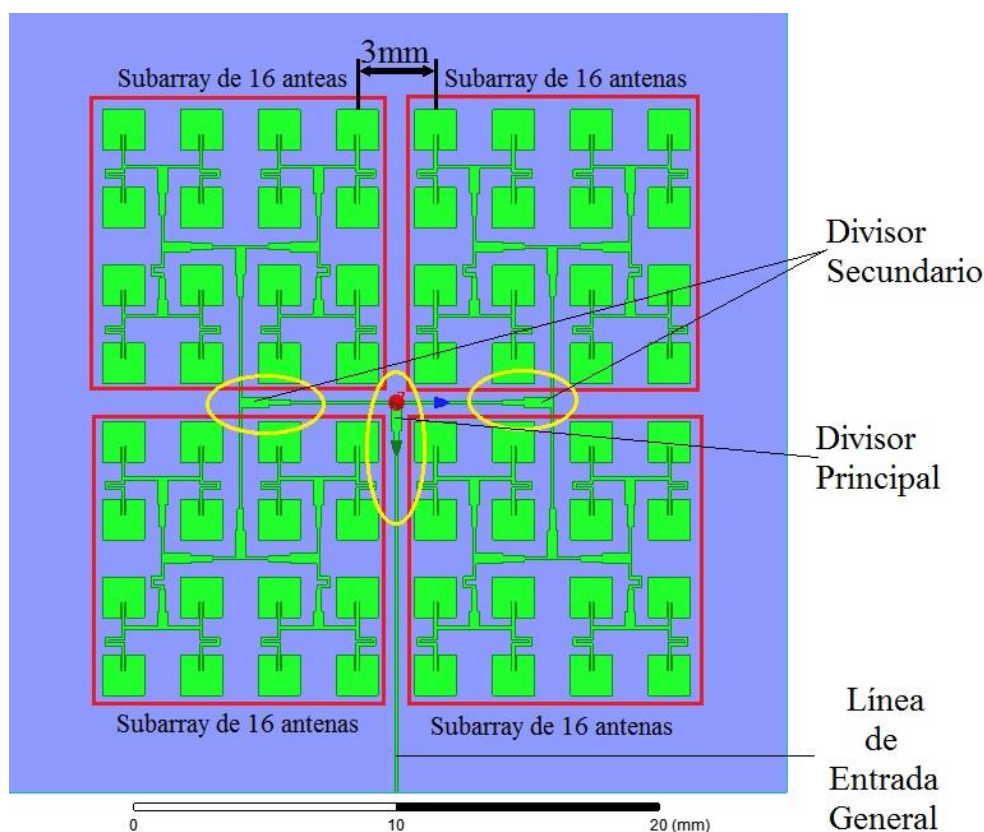


Figura 5.56: Partes que componen el array de 64 elementos parche.

Como se refleja en el esquema mostrado en la *figura 5.56*, se han colocado un total de tres divisores de potencia con las mismas dimensiones en anchura que los diseñados para el array de 8 antenas parche y los que se han reutilizado en el array de 16 antenas.

En primer lugar, el campo eléctrico entra por la línea de entrada general hasta llegar al divisor principal. Una vez ahí la potencia se divide de una forma igualitaria para ambas líneas. Una vez dividida la potencia, el campo eléctrico sigue propagándose por cada una de las diferentes ramas hasta llegar a los divisores secundarios. De igual forma que en el divisor principal, la potencia se divide para cada línea, distribuyendo la potencia a cada uno de los cuatro subarrays de 16 antenas parche microstrip.

Una vez se llega a los subarrays de 16 antenas, la potencia se distribuye conforme se ha ido explicando en cada apartado correspondiente.

Una vez explicado el funcionamiento y como se ha realizado la distribución de la potencia entre las diferentes antenas que forman el array, vamos a pasar a simular la agrupación de 64 antenas parche.

Debido a que el número de elementos a simular es muy grande, se va a realizar una simulación mediante simetría, es decir, se va a partir nuestro diseño en dos y únicamente se va a simular una de las dos mitades, obteniendo los resultados de la parte contraria por simetría.

Con esto se va a reducir el número de tetraedros que la malla va a ir adaptando a la estructura del array, ya que si dicho número de tetraedros es muy elevado puede provocar que nuestro ordenador se ralentice mucho pudiendo abortar la simulación.

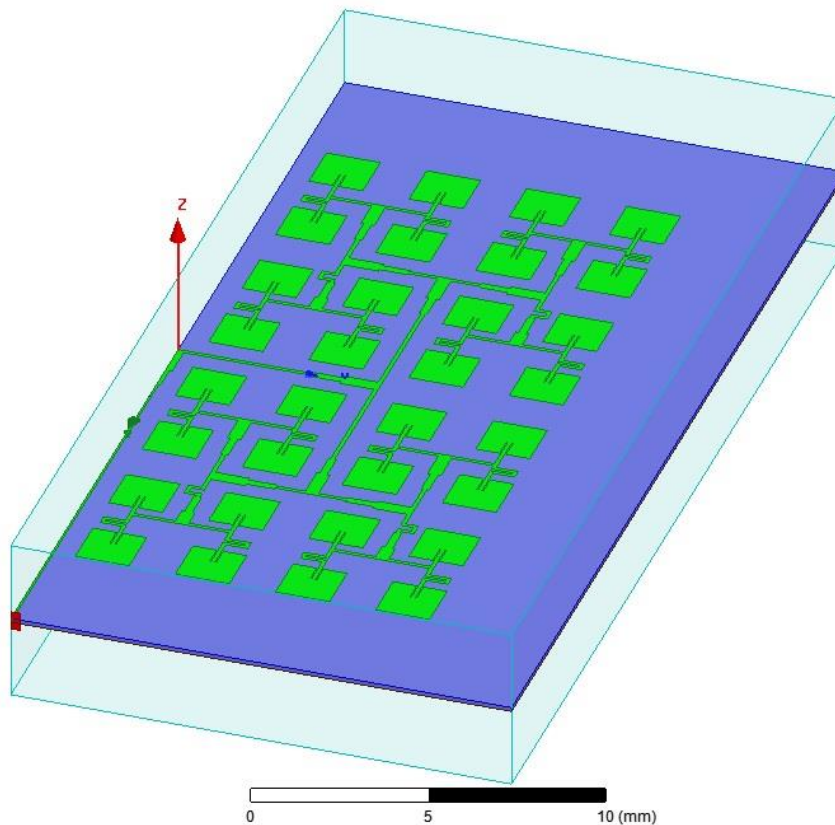


Figura 5.57: Array de 64 antenas parche mediante simulación por simetría.

El resultado obtenido ha sido el que se muestra a continuación:

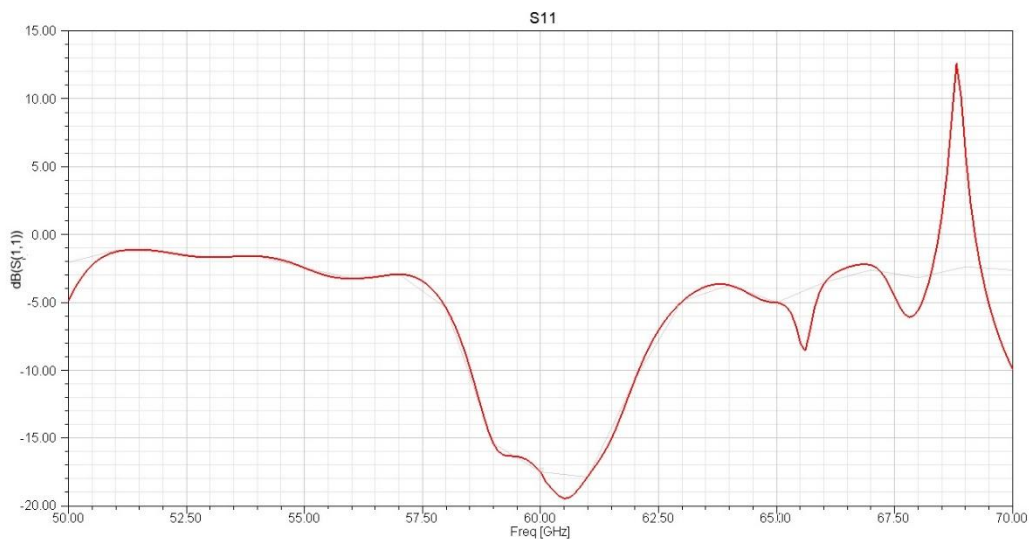


Figura 5.58: S_{11} para array de 64 antenas parche microstrip.

Como se puede ver en la figura anterior, el valor del S_{11} para la frecuencia de 60 GHz se sitúa en -17.45 dB. Lo que realmente destaca en dicha figura son las discontinuidades que se observan en los extremos. Se puede ver como para la frecuencia de 68.8 GHz existe un pico que incluso supera el valor de los 0 dB. Para evitar dichas discontinuidades, sería necesario probar otro tipo de simulación más fina.

Por ello se ha realizado un barrido discreto, obteniendo los siguientes resultados:

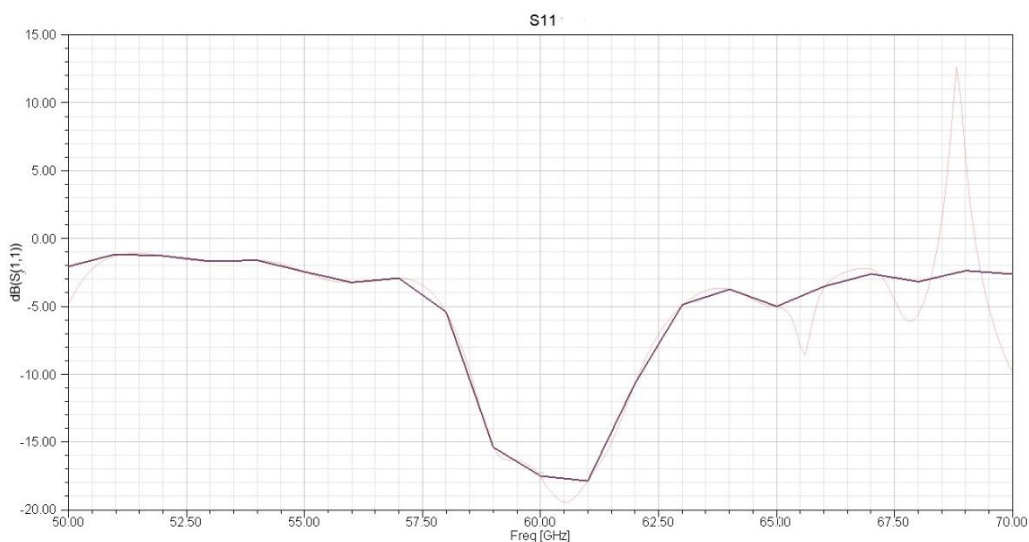


Figura 5.59: S_{11} tras realizar el barrido discreto.

Tras realizar el barrido discreto se puede observar como las discontinuidades han desaparecido, dando lugar a un diagrama para el S_{11} más uniforme, con un valor en la frecuencia de 60 GHz en torno a los **-17.5 dB**. Con lo que se concluye que lo observado en la *figura 5.58* es un efecto de la simulación.

En la siguiente figura se puede ver la comparación entre ambos barridos:

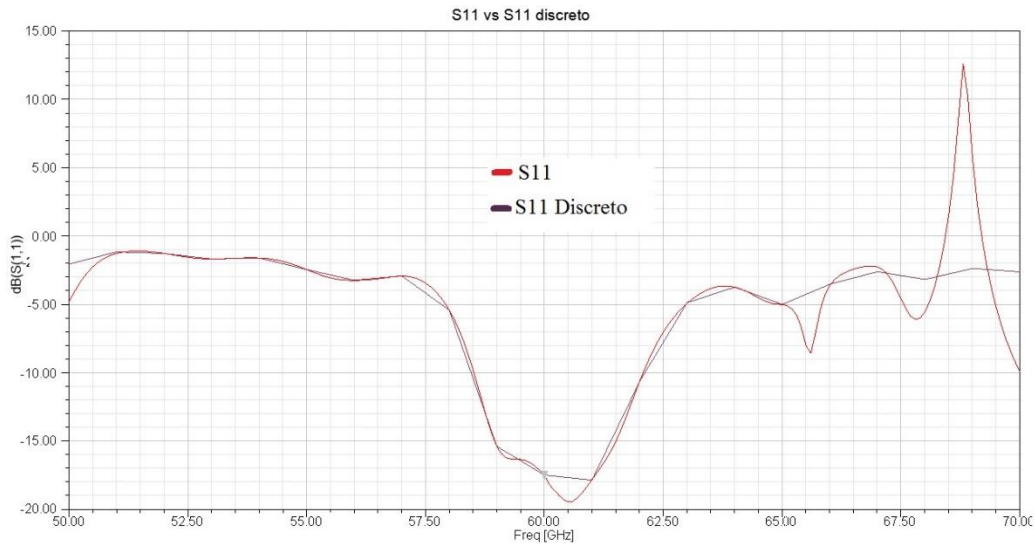


Figura 5.60: S_{11} mediante barrido 'fast' vs S_{11} mediante barrido discreto.

Una vez solucionado, se han obtenido el resto de resultados:

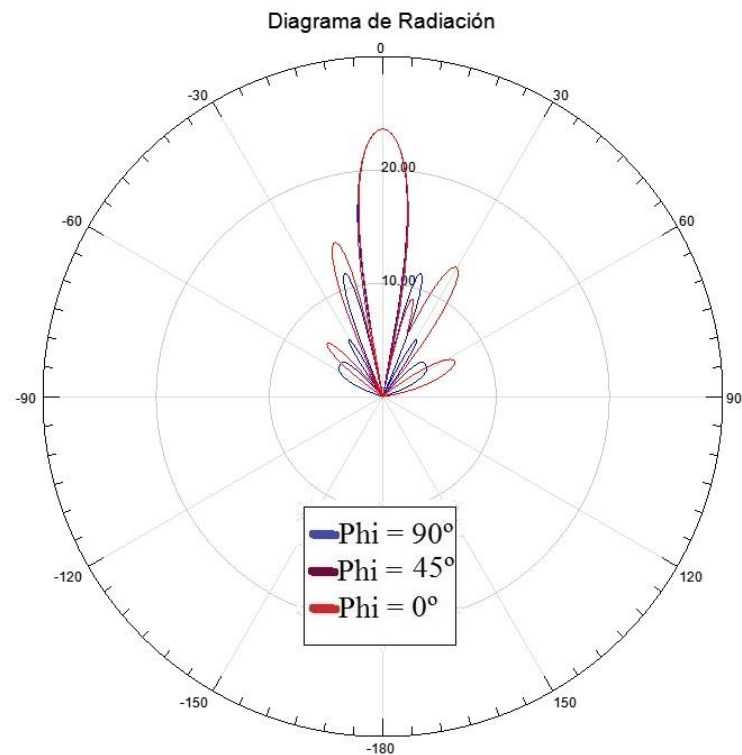


Figura 5.61: Diagrama de radiación para el array de 64 antenas parche.

La *figura 5.61* muestra el diagrama de radiación para el array de 64 elementos. El valor del lóbulo principal centrado en 0° posee un valor máximo en torno a los **23.59 dB** con unos lóbulos secundarios cercanos a los 14.20 dB. Dicho valor del lóbulo principal sitúa la **directividad** de nuestro diseño en un punto que supera los 20 dB marcados por las especificaciones.

El hecho de superar con unos 3.6 dB el valor de la directividad marcado por las especificaciones, hace que los lóbulos laterales se sitúen en un nivel muy cercano a los 15 dB. Esto es debido a la distribución de corrientes uniforme que se ha seleccionado para realizar el diseño y que, quizás pueda darnos problemas en el futuro.

Por ello se debería probar a quitar elementos parche al diseño actual, por ejemplo, hasta los 36 elementos, o incluso cambiar la forma de distribución de las corrientes, ya que, al tratarse de una distribución uniforme, los lóbulos secundarios van a tener un nivel elevado con la ventaja de obtener la máxima directividad.

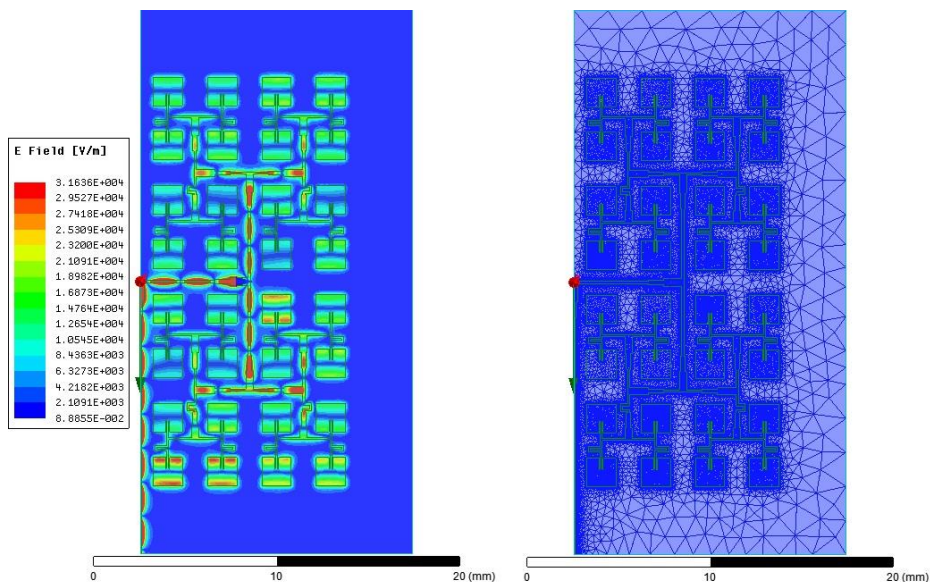


Figura 5.62: Distribución del campo E y mallado para el array de 64 antenas parche.

5.9 Diseño de conector de 1.85mm e integración en el array

Con el fin de acercar la simulación lo más posible a la realidad, se va a incluir en el software HFSS un conector de 1.85mm para acoplar la potencia al array de 64 antenas parches microstrip.

En primer lugar, se elegirá el conector que mejor se ciña al diseño. Dicho conector funciona hasta los 67 GHz y pertenece a la casa *Southwest Microwave*, empresa situada en Arizona (Estados Unidos de América) dedicada a la fabricación de productos en la banda de las microondas.

El conector presenta las dimensiones y medidas mostradas en las *figuras 5.63 y 5.64*:

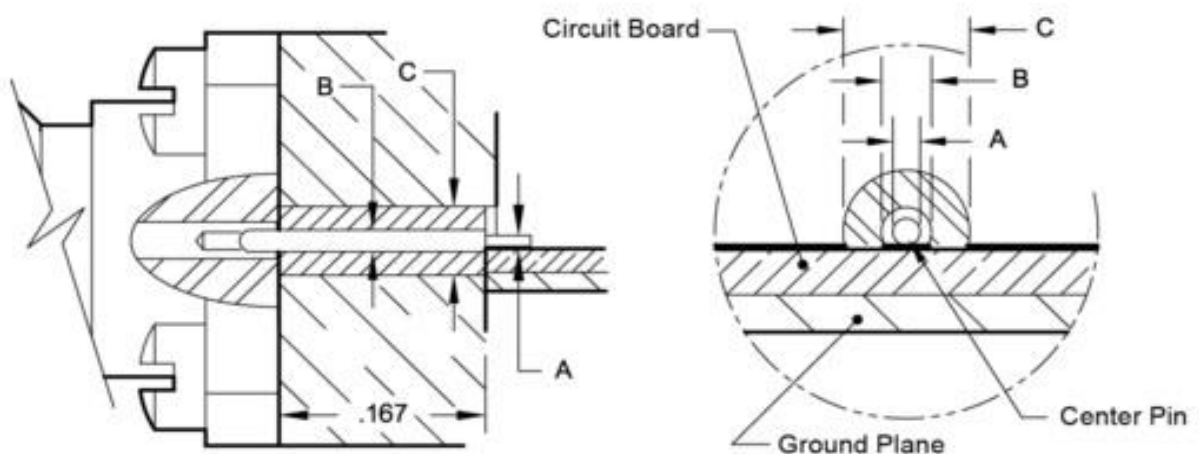


Figura 5.63: Dimensiones del conector 1.85mm a 60 GHz. [17]

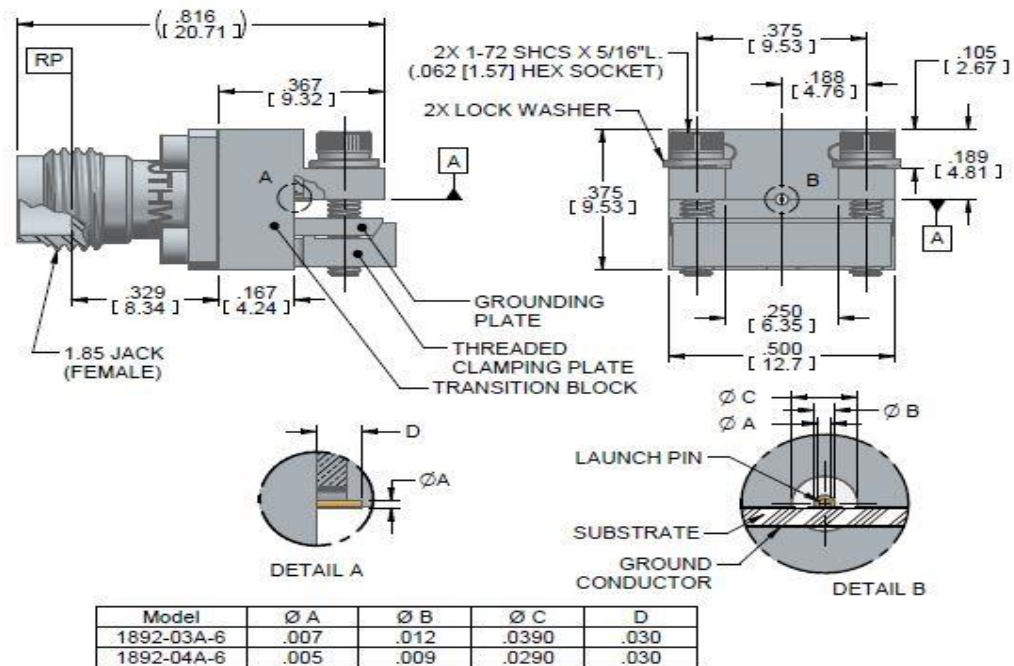


Figura 5.64: Dimensiones del conector 1.85mm a 60 GHz. [17]

Los materiales de los cuales están fabricados cada una de las partes del conector vienen especificados en el datasheet correspondiente al conector de 1.85mm que se puede descargar de la página web de la empresa antes mencionada [17].

Los materiales son los siguientes:

Parte del Conector	Material
PIN de contacto	Oro
PIN Interior	Oro
Aislante	Teflón
Cubierta	Metal

Tabla 5.2: Materiales del conector de 1.85mm

Aunque en el datasheet no pone específicamente los materiales expuestos en la tabla anterior, realizando diferentes búsquedas sobre los nombres, se han encontrado que corresponde con los materiales nombrados en la tabla.

Para el diseño del conector en el software HFSS, se han pasado las medidas correspondientes de inches a mm.

Parte del Conector	Longitud (mm)	Radio (mm)
PIN de contacto	0.762	0.0889
PIN Interior	1.12	0.1524
Aislante	1.12	0.4953
Cubierta	1.12	0.4953

Tabla 5.3: Dimensiones en mm del conector de 1.85mm

Con estas medidas y conociendo los materiales, se puede incluir el conector de 1.85mm en el software HFSS, obteniendo el siguiente resultado:

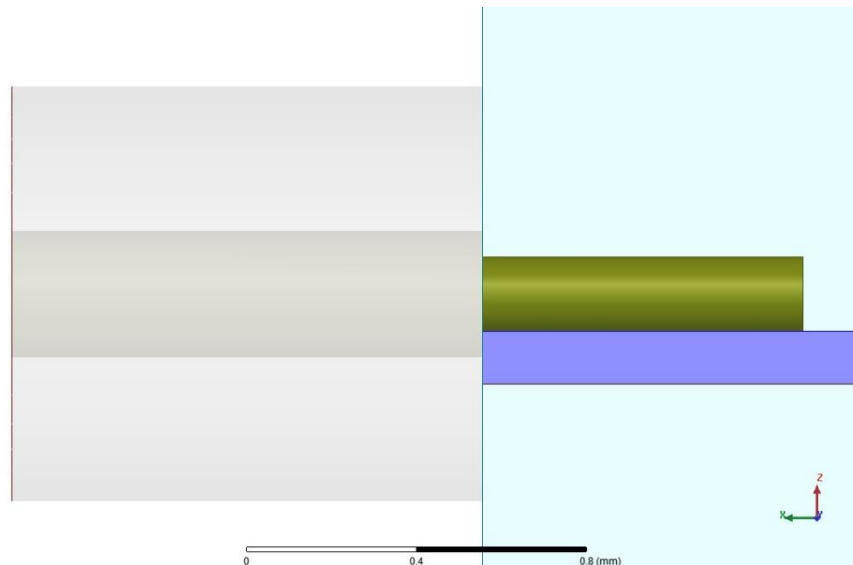


Figura 5.65: Vista lateral del conector de 1.85mm en HFSS.

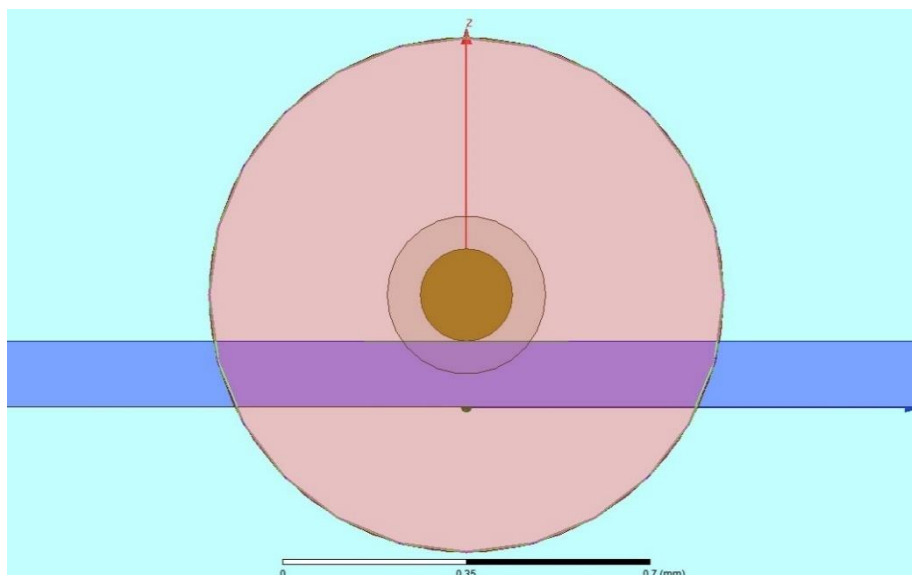


Figura 5.66: Vista frontal del conector de 1.85mm en HFSS.

Como se puede ver en la *figura 5.66*, el puerto de entrada ya no es un cuadrado, sino que ahora se trata de un círculo para emular la entrada de un cable coaxial.

Inicialmente, se ha colocado el conector en el diseño de la antena parche propuesta al principio del capítulo, con el fin de comparar los resultados obtenidos mediante el conector con los resultados obtenidos mediante el puerto microstrip, y así poder ver si los resultados se ven alterados o, por el contrario, el cambio es mínimo.

El resultado puede verse en la figura que se expone a continuación:

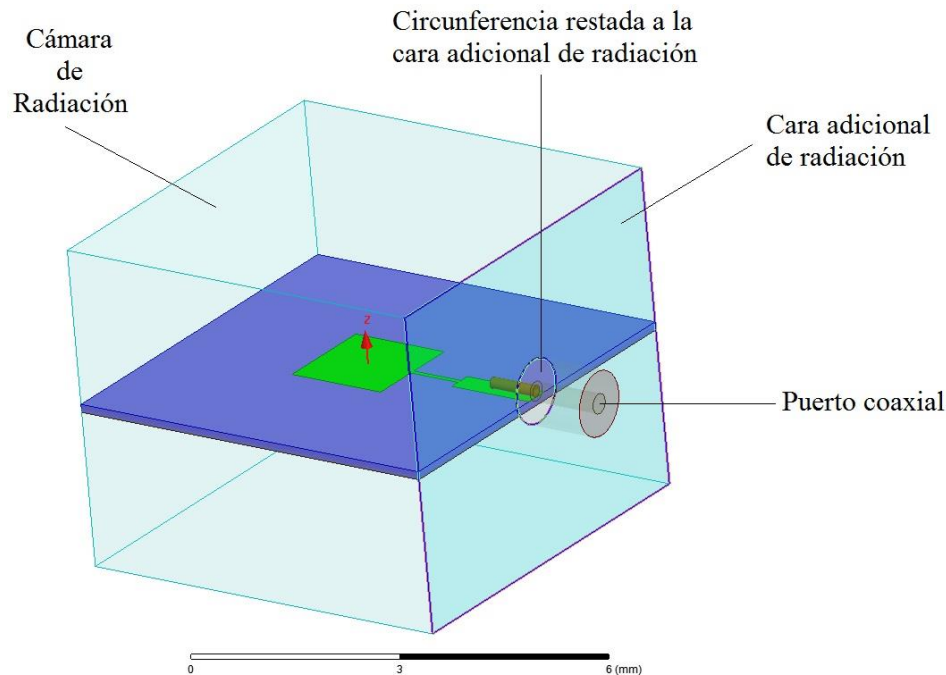


Figura 5.67: Partes que componen el diseño con el conector de 1.85mm.

Al igual que en la antena parche simple con puerto microstrip, se va a realizar una simulación con un total de 18 pasadas y con error del 0.001.

Los resultados que se han obtenido al incluir el conector de 1.85mm han sido los siguientes:

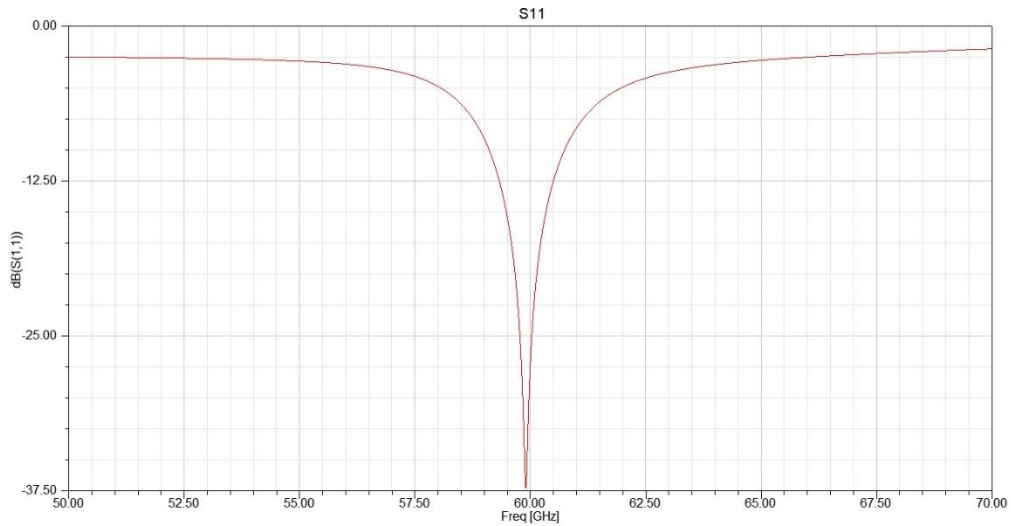


Figura 5.68: S_{11} para la antena parche microstrip simple con conector de 1.85mm

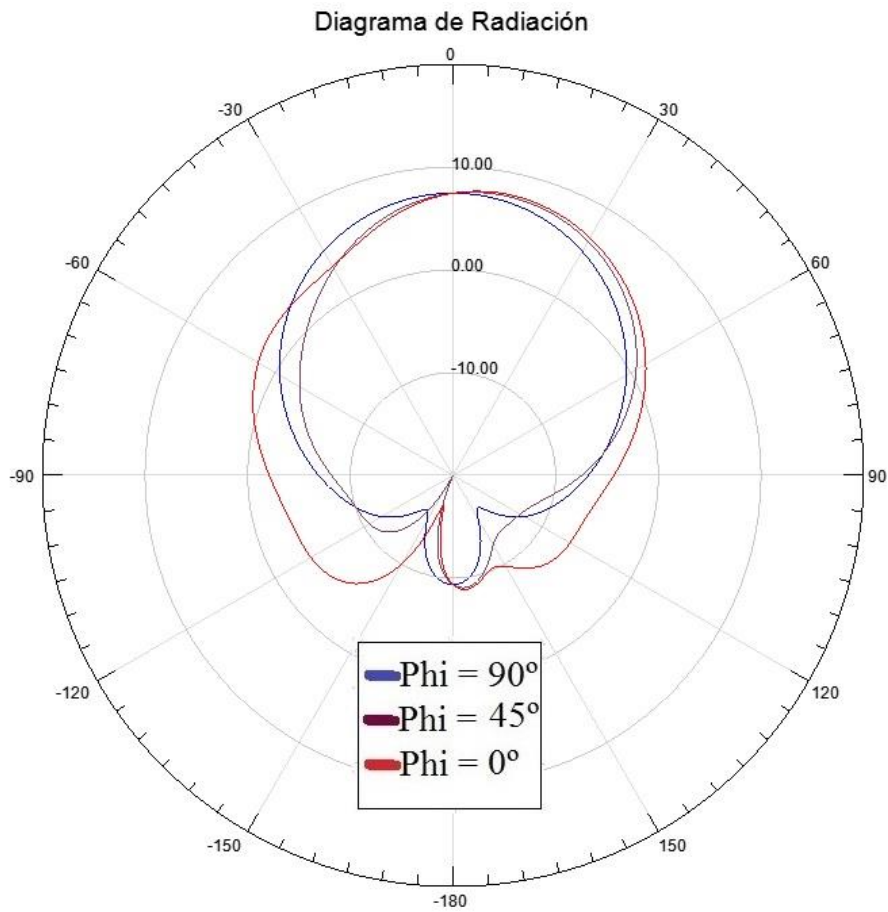


Figura 5.69: Diagrama de radiación para antena parche microstrip simple con conector de 1.85mm.

Como se puede observar, el valor para el S_{11} se sitúa en torno a los **-38 dB**, con un desplazamiento leve de la frecuencia de 60 GHz. El diagrama de radiación ofrece un valor para el lóbulo principal en torno a los **7.45 dB**, además de que dicho diagrama presenta el lóbulo debido a la alimentación, al igual que sucedía con la simulación sin conector.

Con estos valores, se va a comparar los obtenidos mediante la simulación sin conector para observar si se producen cambios importantes o de lo contrario, dichos cambios son despreciables.

Parámetros	Simulación sin Conector	Simulación con Conector
S_{11} (dB)	-40	-38
Directividad (dB)	7.15	7.45

Tabla 5.4: Comparación de los parámetros de ambas simulaciones

Como se puede observar, los cambios introducidos por el conector son mínimos ya que los valores de S_{11} y directividad varían muy poco entre una simulación y la otra.

Esto nos indica que el conector está bien elegido para integrarlo en nuestro diseño, funciona a la frecuencia de trabajo requerida, y además, está bien integrado en el diseño ya que la potencia introducida por el conector se acopla de una forma eficiente al diseño de la antena parche.

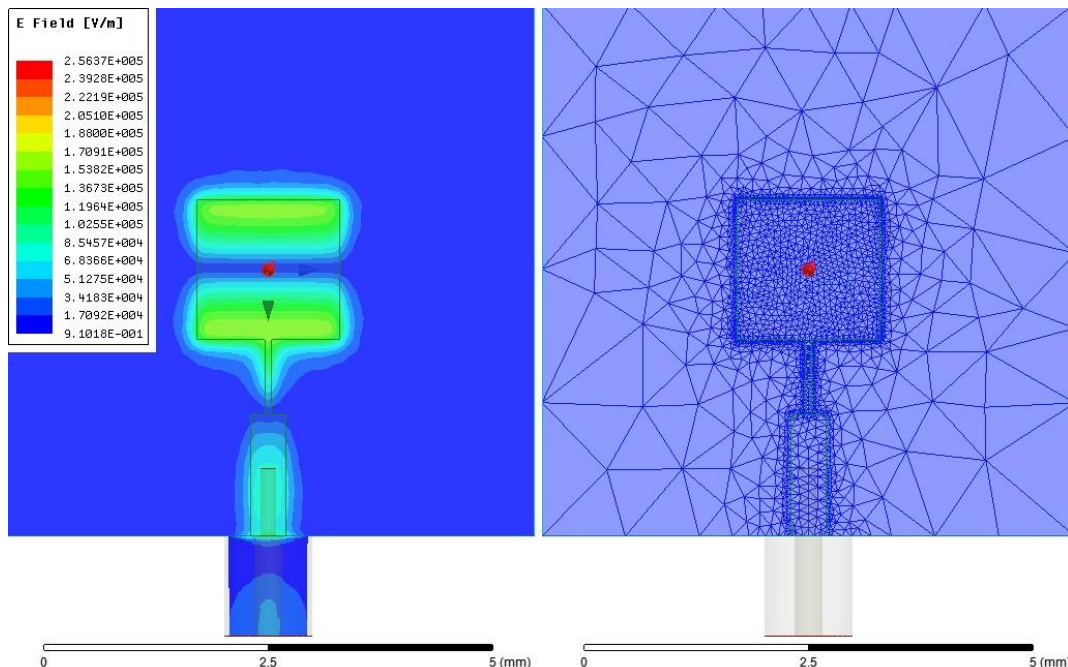


Figura 5.70: Distribución del campo E y mallado para la antena parche simple con conector de 1.85mm.

El modo del puerto es el típico de un conector coaxial tal y como se muestra e la *figura 5.71*:

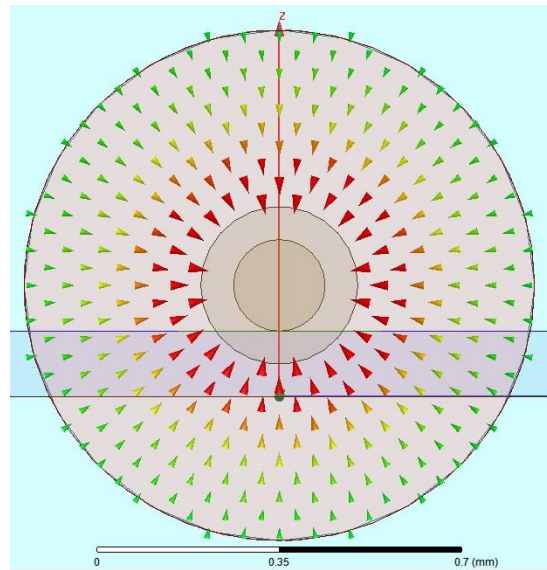


Figura 5.71: Modo excitado en el puerto del conector de 1.85mm

Tras comprobar el correcto funcionamiento de la antena parche microstrip con el conector, se ha incluido este en el diseño del array de 64 antenas parche.

El diseño con la integración del conector quedaría de la siguiente forma:

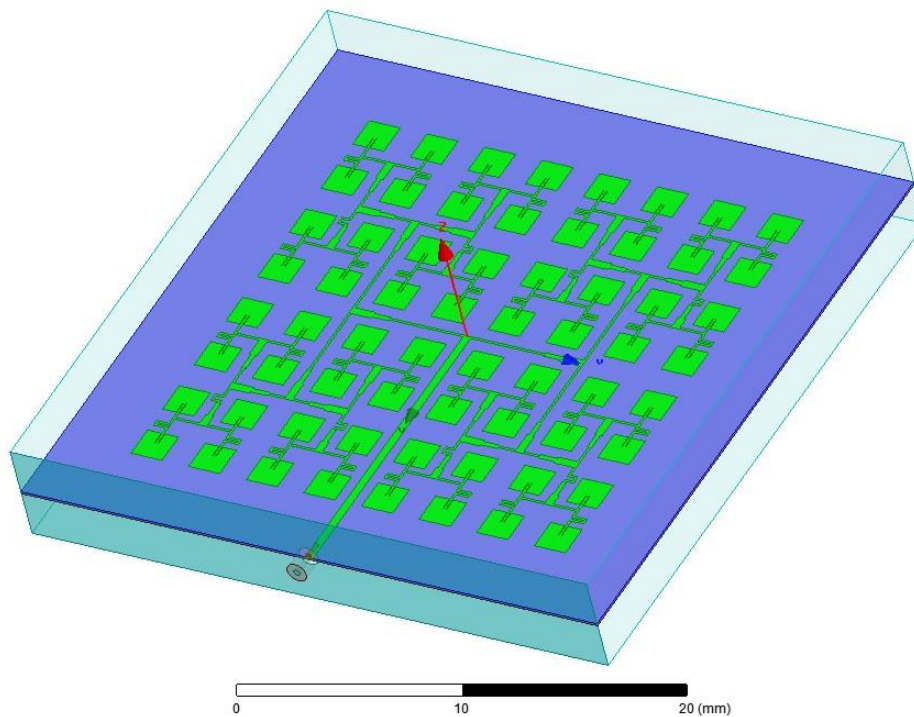


Figura 5.72: Array de 64 antenas parche microstrip con conector de 1.85mm.

Una vez colocado el conector, la cara adicional de radiación, el plano metálico sobre el array y el puerto de tipo coaxial, se lanza la simulación para obtener los resultados definitivos.

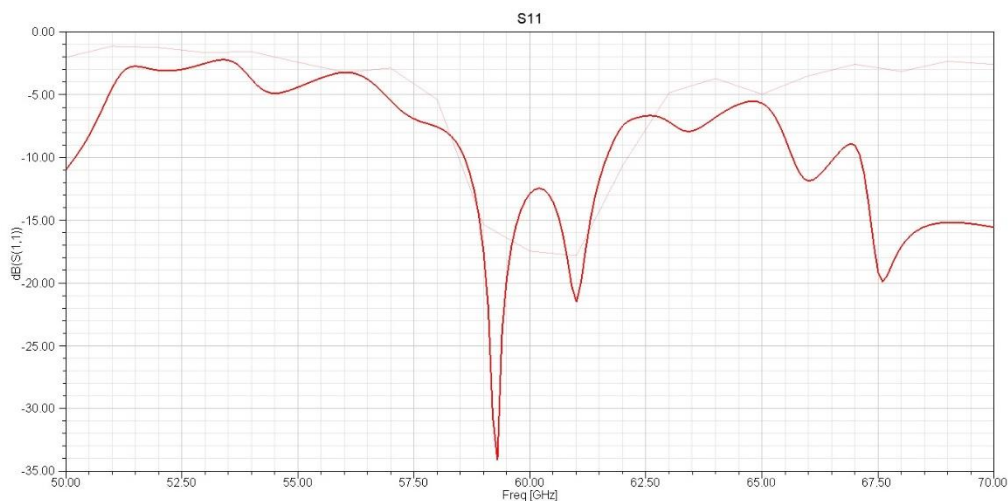


Figura 5.73: S_{11} para array de 64 antenas parche con conector de 1.85mm.

La *figura 5.73* muestra el valor que adquiere el S_{11} para la frecuencia de 60 GHz, siendo dicho valor de **-12.87 dB**. El valor para el pico que se sitúa a la izquierda, a una frecuencia de 59.3 GHz, posee un valor de S_{11} en torno a los -34.03 dB.

Un factor a destacar en esta figura son las dos discontinuidades que se producen en las zonas situadas en torno a 50 GHz y 70 GHz. Se puede ver como se produce una rápida variación del valor del S_{11} , dando lugar a una bajada con una pendiente prolongada. Este efecto es debido al tipo de simulación empleada. Como ha sucedido en la simulación para el array de 64 antenas parche sin conector (*ver apartado 5.8*), para eliminar este tipo de discontinuidad, es necesario realizar una simulación más fina.

Para ello se ha realizado un barrido tipo discreto con espaciado entre las frecuencias de 1 GHz. Los resultados obtenidos se muestran en la *figura 5.74*:

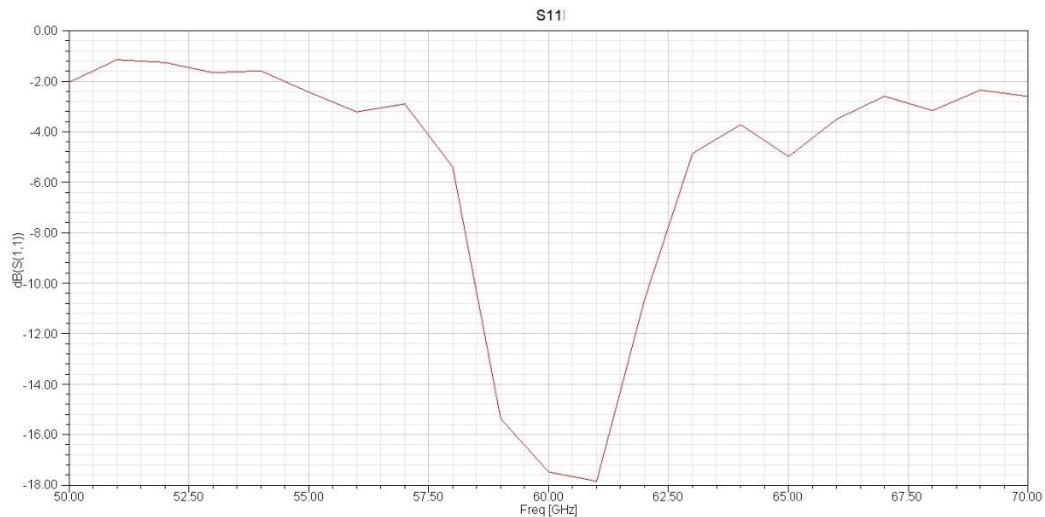


Figura 5.74: S_{11} para el array con conector mediante barrido discreto

Como se puede observar en la *figura 5.74*, las discontinuidades en las frecuencias de 50 GHz y 70 GHz han desaparecido, los extremos de la banda coinciden con lo esperado.

El valor para el S_{11} en la frecuencia de 60 GHz se sitúa en torno a los -17.45 dB.

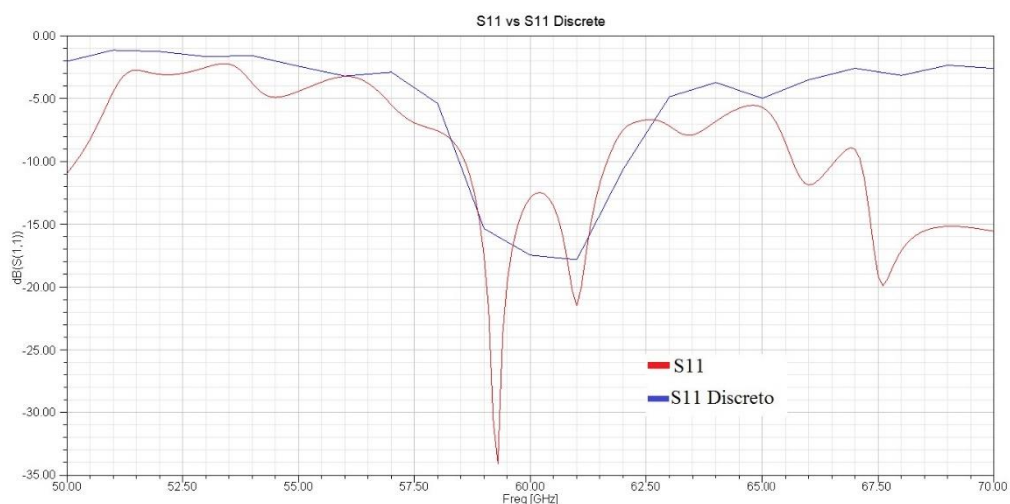


Figura 5.75: S_{11} mediante barrido 'fast' vs S_{11} mediante barrido discreto.

En la *figura 5.75* se solapan las dos gráficas de S_{11} obtenidas con los dos tipos de barrido. Se observa como ambos tipos de barrido no coinciden en su totalidad, para ello habría que realizar el barrido discreto con un número mayor de pasadas para que así, las dos gráficas converjan.

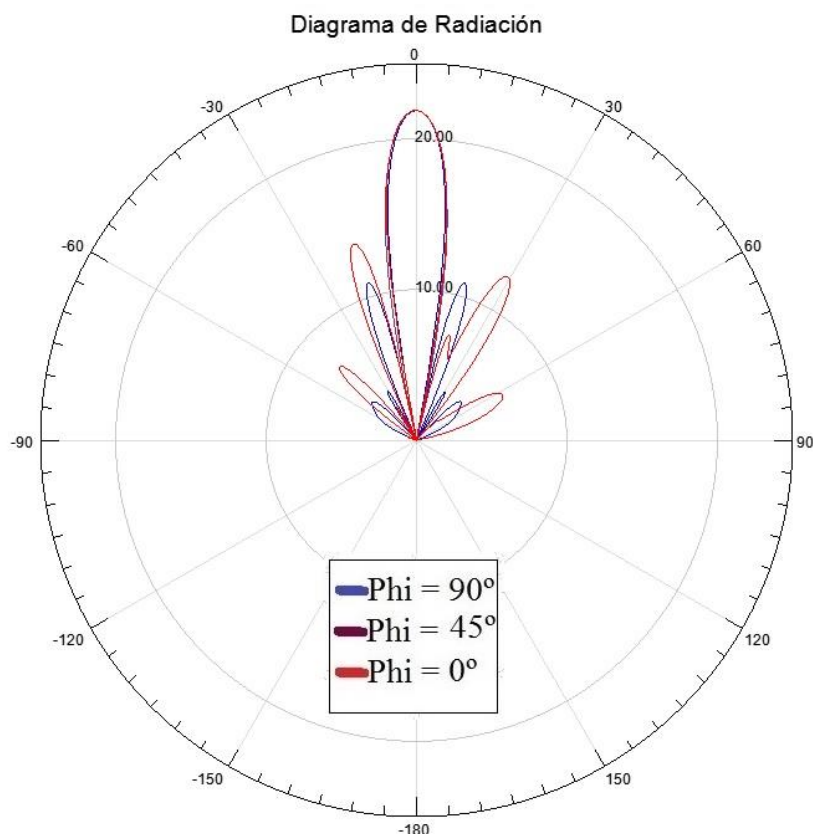


Figura 5.76: Diagrama de radiación para array de 64 antenas parche con conector de 1.85mm.

Centrándose en la *figura 5.76* correspondiente al diagrama de radiación, vemos cómo el valor de la **directividad** ha disminuido, ya que ahora el lóbulo principal posee un nivel en torno a los **21.91 dB**, con un nivel para el lóbulo secundario en torno a los 13.7 dB.

No obstante, el nivel del lóbulo principal hace que la directividad adquiera un valor, que, aún se sitúa por encima de los valores especificados. Por ello, con esta última simulación, se da por concluido el diseño del array de antenas parche microstrip con polarización lineal.

Se ha conseguido diseñar un array con polarización lineal con una directividad de 21.91 dBi.

En la *figura 5.77* se puede ver un gráfico donde se refleja el aumento de la directividad a medida que se aumenta el número de parches del array:

Directividad vs nº Parches Array con polarización lineal

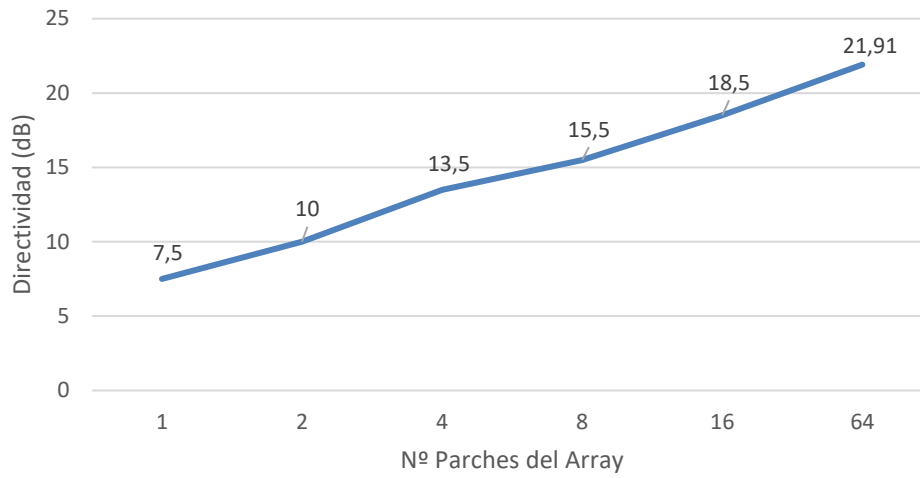


Figura 5.77: Directividad vs nº de parches en el diseño del array con polarización lineal

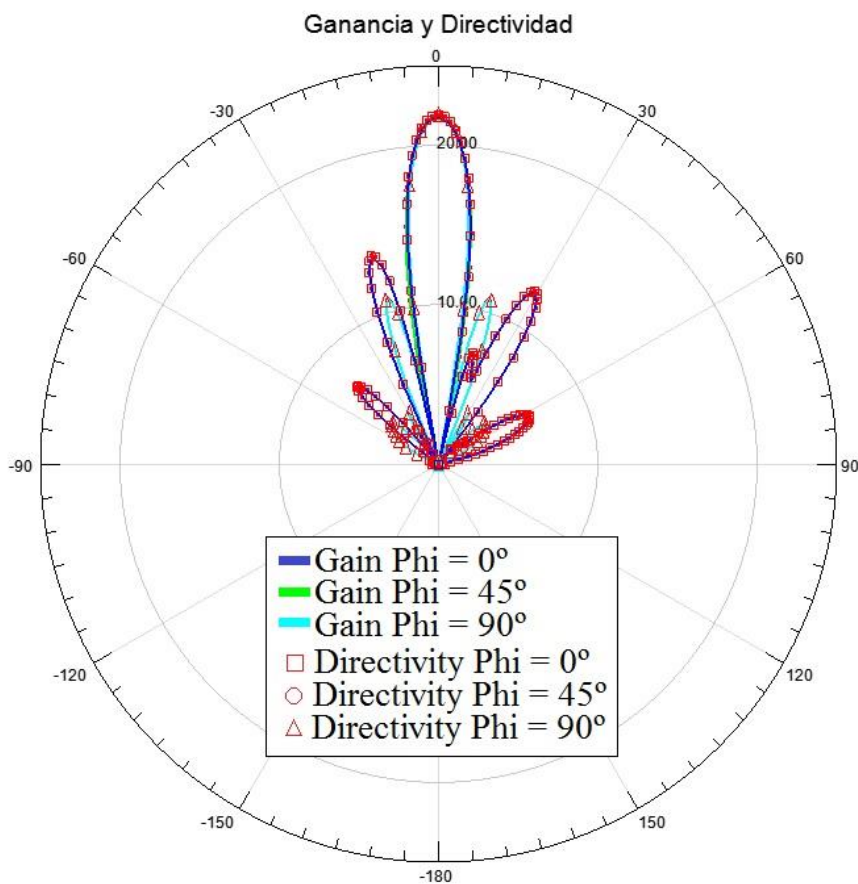


Figura 5.78: Ganancia vs directividad para array de 64 antenas parche con polarización lineal

La *figura 5.78* muestra en un mismo gráfico, el diagrama de radiación de la directividad y el diagrama para la ganancia del array. A simple vista parece que ambos diagramas se solapan, pero, sin embargo, al realizar un zoom sobre la zona del lóbulo principal se observa lo mostrado en la *figura 5.79*:

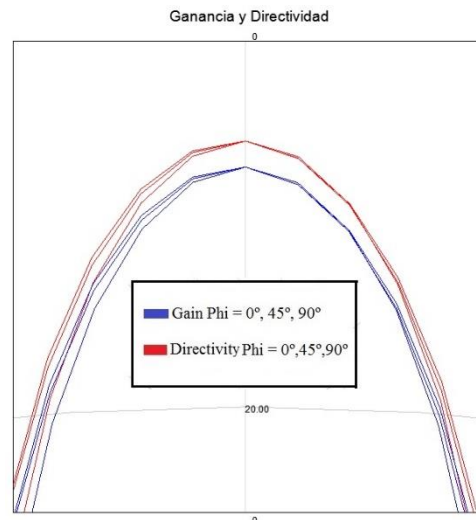


Figura 5.79: Zoom sobre el lóbulo principal.

Como se puede observar en la *figura 5.79*, ambos diagramas no se solapan perfectamente y es que, el diagrama para la directividad es ligeramente superior al de la ganancia, lo que indica que se están produciendo pérdidas, aunque cabe destacar, que dichas pérdidas se pueden considerar despreciables.

Si se calcula **la eficiencia de radiación** se obtiene lo siguiente:

$$G = \eta_l * D \tag{5.5}$$

Donde G hace referencia al valor de la ganancia, η_l a la eficiencia de radiación y D a la directividad.

En la *figura 5.75* se puede observar que el valor para la ganancia es de 21.72 dB, mientras que la directividad adquiere un valor de 21.91 dB. Pasando ambos valores a lineal, se obtiene una eficiencia de radiación del **95.71%**.

En cuanto a la eficiencia de apertura del array, se ha utilizado la siguiente ecuación:

$$D = \frac{A_{ef} * 4\pi}{\lambda^2} \tag{5.6}$$

Donde D hace referencia a la directividad máxima, A_{ef} al área efectiva del array y λ a la longitud de onda en el espacio libre.

Tomando el área efectiva de la antena (30mmx30mm) y el valor para la longitud de onda calculado anteriormente (5mm), se obtiene una directividad máxima de 26.55 dB.

La eficiencia de apertura se calcula mediante la diferencia entre el valor de la directividad máxima y el valor real obtenido en la simulación.

Con todo ello, el array de 64 antenas parche con polarización lineal posee una **eficiencia de apertura del 34.37%**

Una vez se han cumplido las especificaciones, se va a diseñar el array de antenas parche microstrip con polarización circular.

CAPITULO 6:

DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHIE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR A 60 GHz

6.1 Introducción

En este capítulo se explica el proceso que se ha seguido en el diseño de un array de antenas parche microstrip con polarización circular a una frecuencia de 60 GHz.

Las especificaciones para el diseño de este array marcan la directividad en torno a los 27 dBi con un axial ratio por debajo de 1 dB.

Ciertas partes diseñadas en el capítulo anterior se volverán a reutilizar en este diseño ya que, como ambos arrays van a trabajar a la misma frecuencia, se puede ahorrar tiempo de diseño sin volver a detenernos en aquellas partes que ya están estudiadas.

Para este diseño se van a establecer las siguientes condiciones para ver los resultados:

- La mayoría de las simulaciones que se van a llevar a cabo en el software HFSS para el diseño de este array, se realizarán con un número de pasadas total en torno a 18, un error del 0.001, un número mínimo de pasadas fijado en 5 y un número de pasadas de convergencia mínimo situado en 3.

Además, se añadirá un barrido 'Sweep' que nos permitirá ver los resultados del S_{11} así como del axial ratio desde los 50 GHz a los 70 GHz con saltos de 0.1 GHz.

- La distancia mínima entre el parche microstrip simple o el array de parches que se vaya creando con respecto a las dimensiones del sustrato será de $\frac{\lambda}{4}$.
- Antes de cada simulación, se dotará al diseño de una caja de radiación, plano de tierra, un puerto (cuyas dimensiones serán cinco veces la anchura de la línea a alimentar) por el que acoplar la potencias, así como un plano metálico en la estructura del array para que, el campo recorra las diferentes líneas de transmisión hasta llegar a las sucesivas antenas.

- En los diagramas de radiación se mostrará tanto la polarización a derechas como la polarización a izquierdas, con el fin de ver la separación entre ellas y poder comprobar el valor del axial ratio.
- Uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta en este diseño va a ser el axial ratio. Por ello en los sucesivos diseños se simulará el valor de la axial ratio en $\Phi = 0^\circ$ y $\Theta = 0^\circ$ desde los 50 GHz a los 70 GHz con saltos entre los valores que variaran entre los 0.1 GHz y los 0.01 GHz.
- Los campos que se propaguen por el array ya no resonaran en la parte inferior y superior de las antenas parche como sucedía en las antenas con polarización lineal, sino que, en las antenas parche con polarización circular se debe observar como el campo va girando en la superficie de la antena a una velocidad constante. Dicha velocidad vendrá definida por el valor de la axial ratio.

Como se ha mostrado en el *capítulo 2, apartado 2.4*, existen diversas formas de conseguir polarización circular en una antena parche microstrip.

Para el diseño del array propuesto, las diferentes antenas parche se excitarán mediante la forma de alimentación única (Single Feed Method), ya que se trata de la forma de alimentación más sencilla desde el punto de vista de la integración de las diferentes antenas en la agrupación final. Esta alimentación permite reutilizar la red de alimentación del diseño anterior, con lo que, con sólo modificar el tipo de parche, se puede pasar de obtener polarización lineal a polarización circular.

Para la generación de la polarización circular, se han estudiado diferentes deformaciones en la estructura del parche microstrip, para excitar dos modos ortogonales que presenten un desfase de 90° entre sí.

Dicho método de obtención de la polarización circular se ha seleccionado para simplificar la fabricación del array.

Las dimensiones del parche microstrip van a cambiar con respecto a las calculadas en el capítulo anterior, ya que al quitar superficie del parche microstrip para la obtención de la polarización circular, las dimensiones de resonancia van a cambiar.

Los valores iniciales que se han fijado, tras varias pruebas con diferentes valores, para las **dimensiones del parche microstrip**, han sido de una **anchura de 1.495mm** y una **longitud de 1.61mm**, que son las dimensiones para las cuales el pico del axial ratio cae en la frecuencia de 60 GHz.

Al igual que en el capítulo anterior, se irá calculando el ancho de banda, solo que en este caso se hará con el axial ratio y no con el S_{11} .

El diseño se comenzará con un sustrato de dimensiones 4mmx4mmx0.127mm.

6.2 Métodos de obtención de la polarización circular

En este apartado se han estudiado dos técnicas diferentes de obtención de la polarización circular.

Dichas técnicas consisten en deformar la estructura del parche microstrip mediante deformaciones en los laterales del parche, o una deformación mediante un stub diagonal colocado en el centro del parche.

A continuación, se explica cada una de estas dos técnicas.

6.2.1 Polarización circular mediante deformaciones laterales

Una de las primeras técnicas que se ha estudiado ha sido la que se comenta en este apartado, la cual consiste en deformar el parche microstrip con dos pequeñas incisiones, una colocada en el lado izquierdo del parche y la otra en el lado derecho. La longitud y anchura de estas incisiones van a determinar el grado de desfase entre los modos que se exciten en la antena.

El diseño final para esta primera técnica se muestra en la figura 6.1:

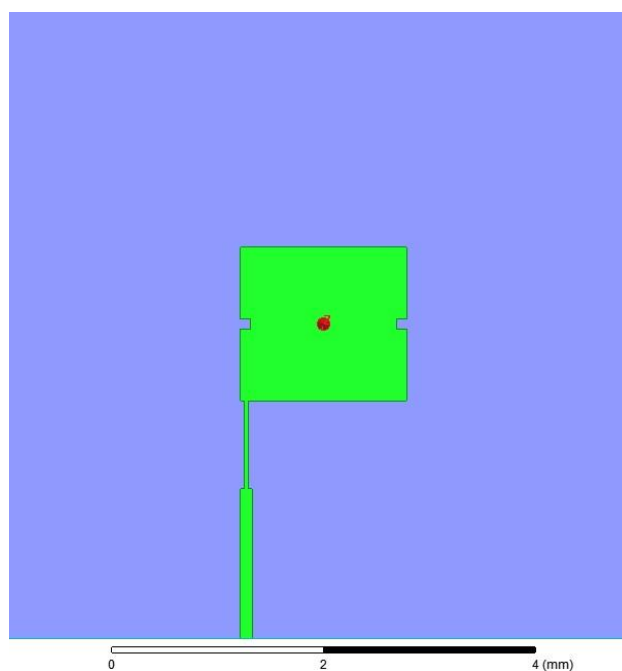


Figura 6.1: Antena parche simple con deformación lateral.

Como se puede observar, la antena parche está alimentada desde la diagonal mediante una línea de transmisión que se denominará de aquí en adelante como ‘Línea de Entrada’. La antena se alimenta mediante una línea microstrip de 100Ω a la que se añade un adaptador $\frac{\lambda}{4}$ para adaptar las impedancias. Las dos incisiones de añaden para generar la polarización circular.



Figura 6.2: Partes del diseño para antena simple con deformación lateral.

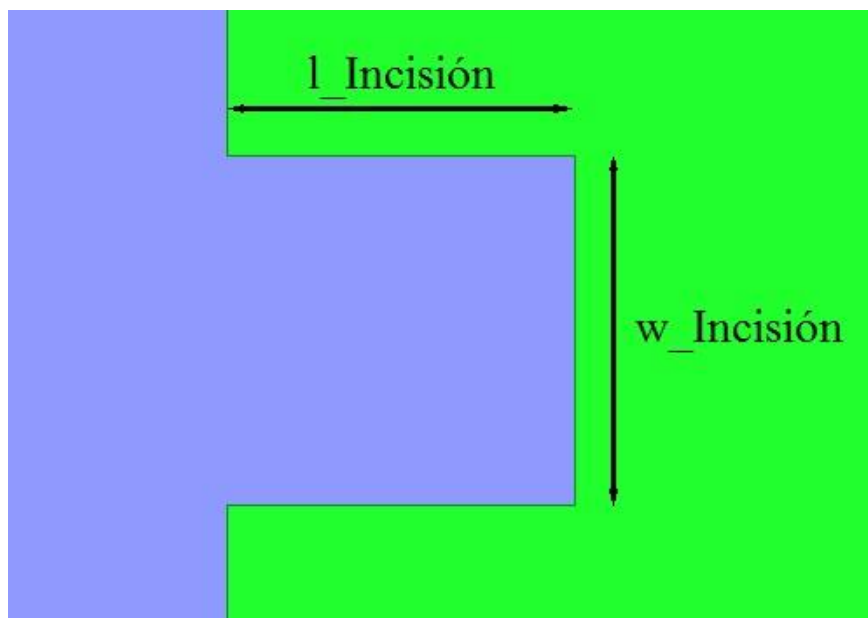


Figura 6.3: Dimensiones de la incisión en la antena parche.

Las dimensiones de la antena parche con deformaciones laterales serían las que se muestran en la siguiente tabla:

Partes del diseño	Dimensión (mm)
w_Parche	1.495
l_Parche	1.61
l_Adaptador	0.842
w_Adaptador	0.08
w_Linea	0.1145
w_Incisión	0.1
l_Incisión	-

Tabla 6.1: Medidas para los diferentes parámetros de diseño con deformaciones.

El valor de la anchura del adaptador de impedancias va a determinar el grado de adaptación entre la línea de entrada y el propio parche.

Existen dos formas de adaptar la antena. Una de ellas consiste en dejar un valor fijo para las dimensiones de las incisiones y variar la anchura del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ hasta encontrar el valor óptimo que situé el axial ratio por debajo de 1 dB.

La otra forma de adaptación consiste en fijar un valor para la anchura del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ y variar las dimensiones de las incisiones hasta encontrar el valor óptimo.

Para este diseño, se ha optado por la segunda forma, es decir, fijar el valor de la anchura del adaptador en **w_Adaptador = 0.08mm** y se han variado las dimensiones de la incisión.

En primer lugar, se ha fijado un valor para la anchura de la incisión en **w_Incisión = 0.1mm**.

A continuación, se ha preparado un barrido paramétrico para probar diferentes valores de longitud de la incisión (l_Incisión), y ver con cual se consigue la mejor adaptación. Dicho barrido posee un valor inicial en 0.05mm y valor final de 0.3mm con saltos entre valores de 0.05mm.

Los resultados correspondientes al S_{11} y el axial ratio a 60 GHz se muestran en las *figuras 6.4* y *6.5* respectivamente.

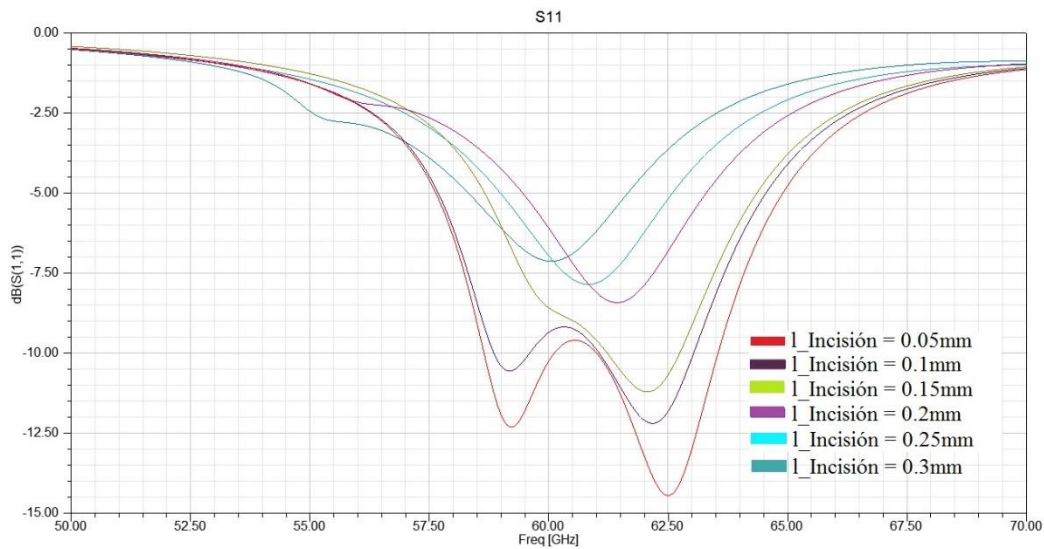


Figura 6.4: Valores del S11 tras el barrido paramétrico para la variable $l_{\text{Incisión}}$.

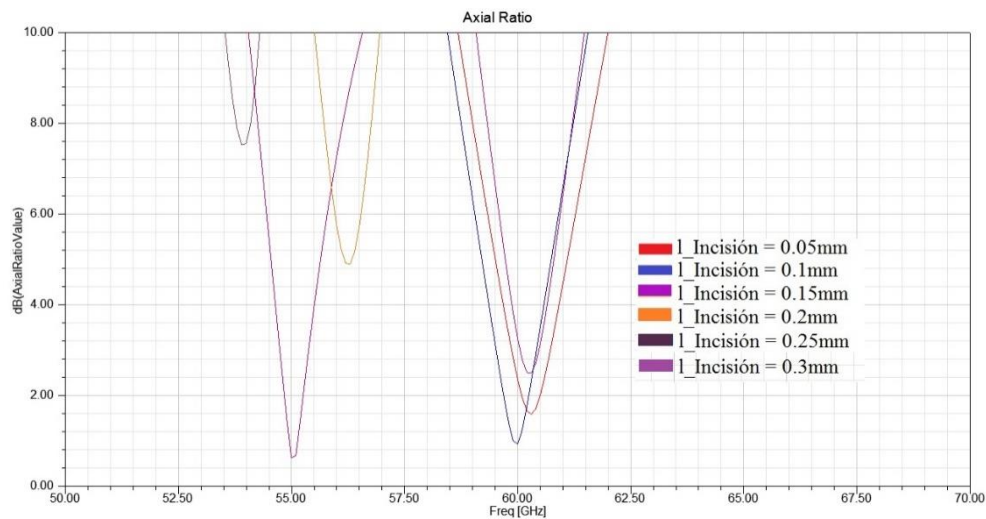


Figura 6.5: Valores del axial ratio tras el barrido paramétrico para la variable $l_{\text{Incisión}}$.

Como se puede observar la *figura 6.5*, existen tres valores de $l_{\text{Incisión}}$ cercano a la frecuencia de 60 GHz, que son los correspondientes a 0.05mm, 0.1mm y 0.15mm.

Sin embargo, únicamente uno de estos tres valores ofrece un axial ratio por debajo de 1 dB y es el valor correspondiente a $l_{\text{Incisión}} = 0.1\text{mm}$.

Los resultados obtenidos con este valor para la variable $l_{\text{Incisión}}$ han sido los siguientes:

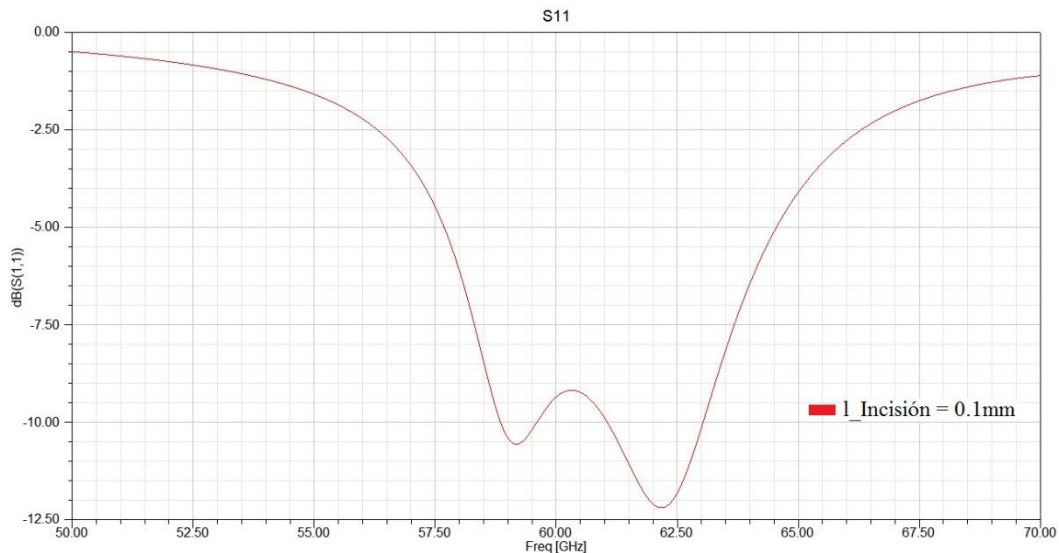


Figura 6.6: S_{11} para la antena parche simple con deformación lateral.

Como se puede observar en la *figura 6.6*, el S_{11} presenta dos picos, ambos por debajo de los **-10 dB**, cada uno de los cuales representa a cada uno de los modos que se están excitando en la antena parche.

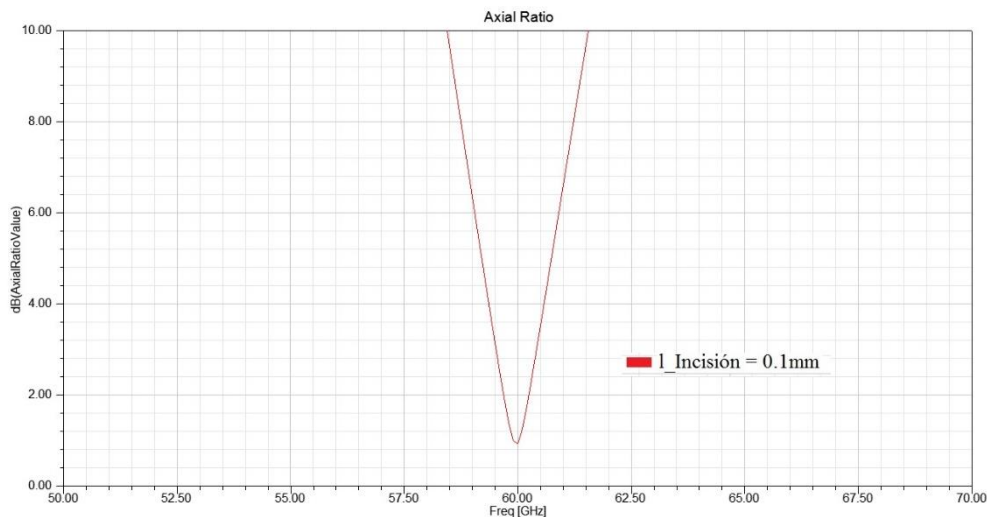


Figura 6.7: Axial ratio para la antena parche simple con deformación lateral.

Con un valor para l_{recorte} de 0.1mm se obtiene un **axial ratio** en torno a los **0.93 dB**, lo que cumple las especificaciones para el diseño.

El ancho de banda ofrecido por el axial ratio, el cual se ha calculado mediante la *ecuación 5.1*, es del 5%.

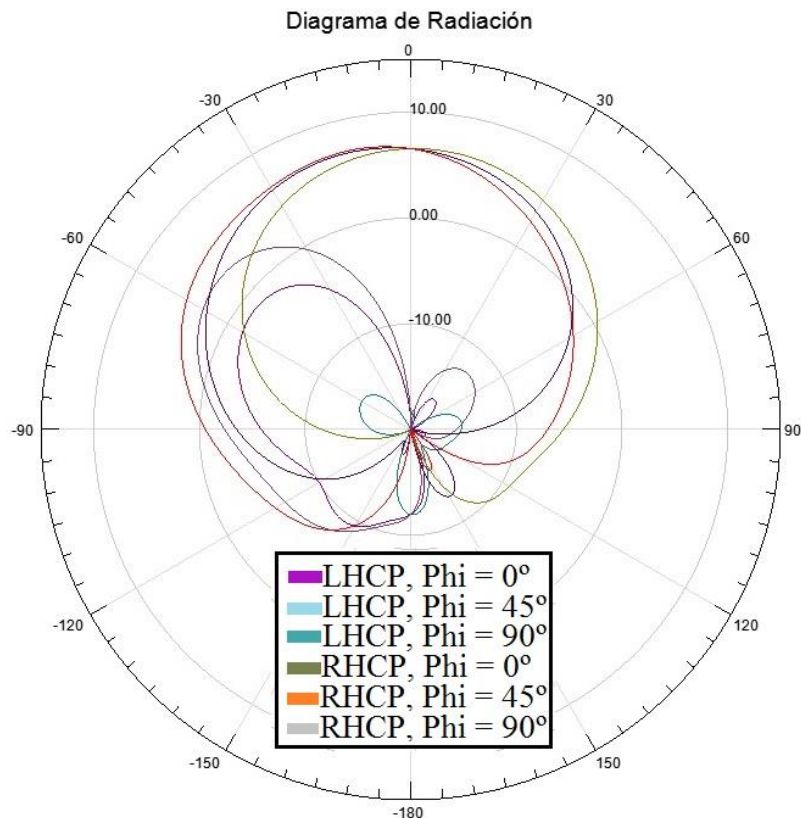


Figura 6.8: Diagrama de radiación para antena parche simple con deformación lateral.

Fijándose en la *figura 6.8*, se puede ver como para el valor de 0° , la polarización circular a derechas con respecto a la polarización circular a izquierdas es prácticamente cero, se produce una fuerte caída de la polarización circular a derechas, ya que nuestra antena ha sido diseñada para una polarización a izquierdas, por lo que para 0° , la distancia entre ambas polarizaciones es máxima.

Sin embargo, cuando nos movemos por el diagrama se ve como para valores comprendidos entre -30° y 120° , esta distancia entre polarizaciones se hace muy corta, se pierde la polarización circular para esos valores de θ .

El valor de la **directividad** para este diseño se sitúa en torno a los **6.53 dB**.

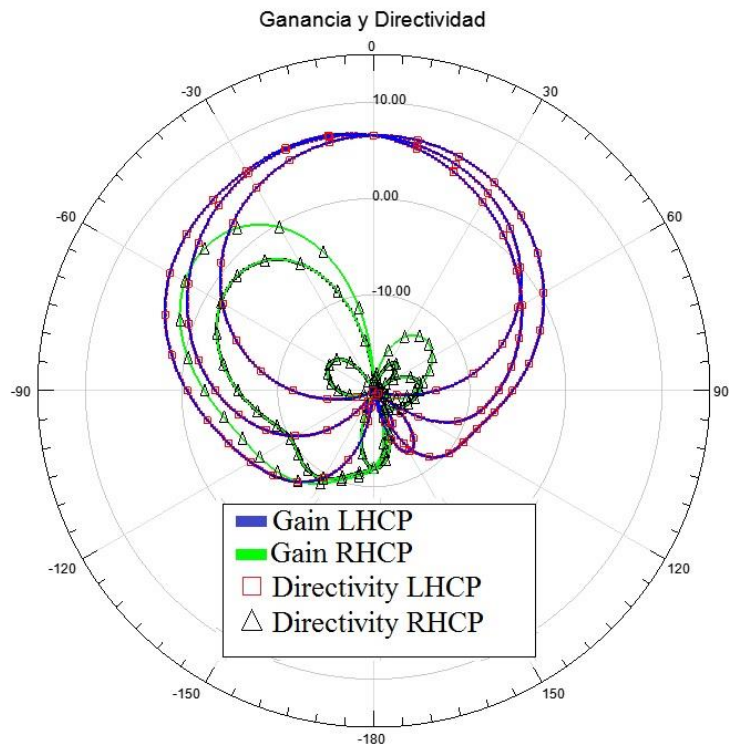


Figura 6.9: Ganancia vs directividad para antena parche con deformación lateral.

La figura 6.9 muestra en una misma gráfica el diagrama de la ganancia y el de la directividad. Como se puede observar, ambos diagramas se solapan perfectamente entre sí, lo que indica que las pérdidas son despreciables.

A continuación, se estudiará otra técnica para conseguir polarización circular, así como para intentar mejorar el diagrama de radiación obtenido anteriormente.

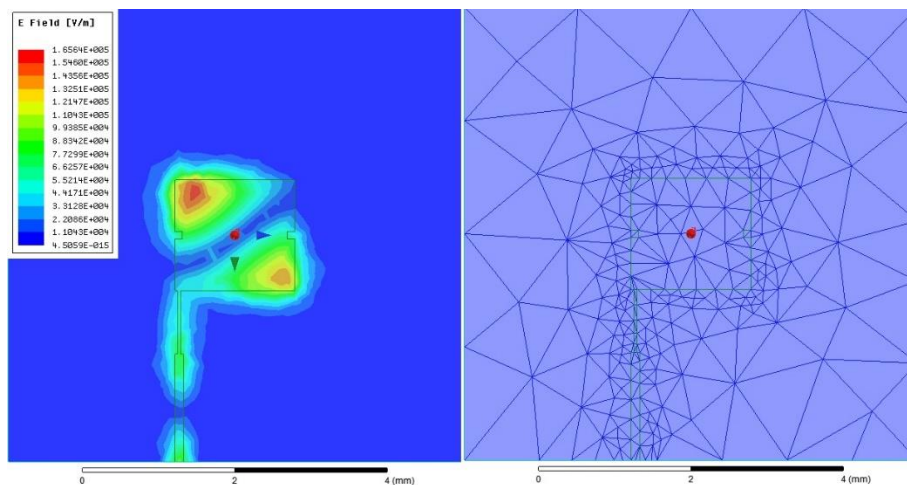


Figura 6.10: Campo E y mallado para antena parche simple con deformación lateral.

En la figura 6.10 se puede ver como el campo E recorre la antena, dando lugar a una distribución típica de una polarización circular.

6.2.2 Polarización circular mediante stub diagonal

La *figura 6.11* muestra el diseño final de una antena parche microstrip con un stub diagonal centrado en la antena.

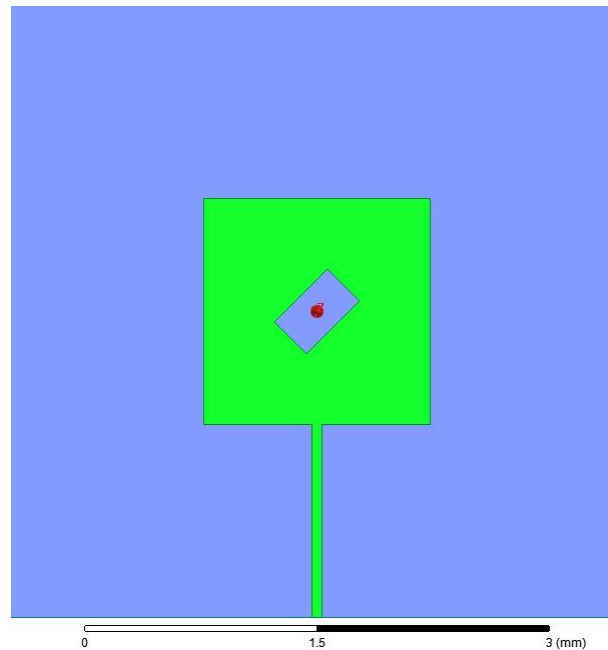


Figura 6.11: Antena parche simple con stub diagonal

Como se puede observar, este diseño consiste en una antena parche microstrip con un stub centrado en el centro del parche y colocado en la dirección de una de las diagonales.

La línea microstrip con la que se alimenta el parche no posee un adaptador de impedancias como en el caso anterior, sino que se utiliza una única línea para alimentar la antena.

Dicho diseño está compuesto por una antena parche de anchura w_{Parche} y longitud l_{Parche} con un stub en su centro con anchura w_{stub} y longitud l_{stub} . Dicho parche se alimenta con una línea de entrada con anchura w_{Linea} .

Todas las partes comentadas se pueden apreciar en la siguiente figura:

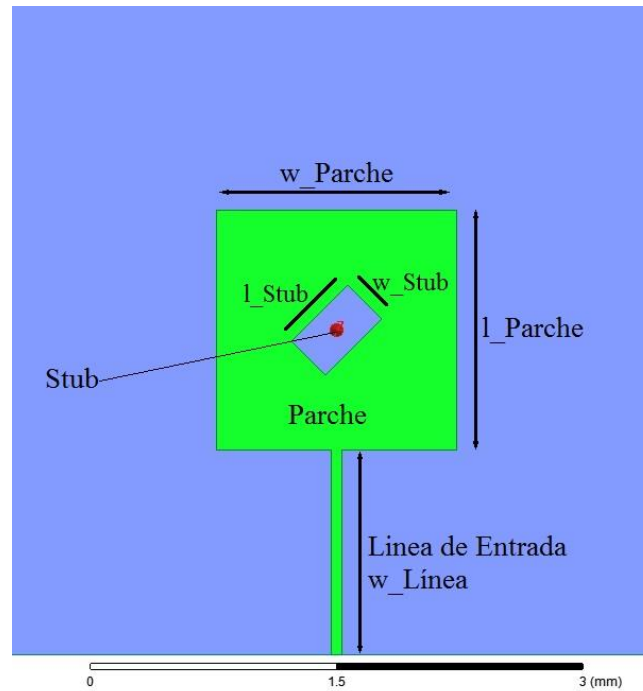


Figura 6.12: Partes del diseño para antena simple con stub diagonal.

Las dimensiones de la antena parche con stub en diagonal serían las que se muestran en la siguiente tabla:

Partes del Diseño	Dimensión (mm)
w_Parche	1.495
l_Parche	1.497
w_Stub	0.3
l_Stub	-
w_Línea	0.06

Tabla 6.2: Medidas para los diferentes parámetros de diseño por stub diagonal.

Al igual que en el caso anterior, existen dos formas de poder conseguir la polarización circular.

La primera forma consiste en fijar un valor para las dimensiones del stub diagonal y variar la anchura de la línea de entrada para encontrar el punto óptimo en el que el axial ratio se situé por debajo de 1 dB. La otra forma y la que se ha utilizado en este diseño, ha sido fijar el valor de la anchura de la línea microstrip de entrada y variar las dimensiones del stub diagonal hasta encontrar el valor óptimo de axial ratio por debajo de 1 dB.

Para ello se ha diseñado la línea de entrada con un valor de anchura **w_Línea = 0.06mm** con una longitud arbitraria en función de las dimensiones del sustrato y del parche microstrip.

El stub diagonal se ha colocado en el centro del parche y direccionado en una de sus diagonales. Cabe destacar que el stub se ha colocado en esa diagonal por conseguir polarización circular a derechas, aunque en las especificaciones no se da referencia sobre si la polarización a conseguir en la agrupación final debe ser a derechas o a izquierdas.

Una vez situadas todas las partes del diseño, se ha fijado una anchura del stub en $w_{\text{stub}} = 0.3\text{mm}$. Para la longitud del stub diagonal se ha preparado un barrido paramétrico con un valor inicial en 0.1mm hasta un valor final en 1mm y saltos entre los valores de 0.01mm. Mediante este barrido se pretende encontrar aquel valor que haga que el axial ratio se sitúe por debajo de 1 dB.

Preparada la simulación, se ha realizado el barrido paramétrico obteniendo que para el valor de $l_{\text{stub}} = 0.5\text{mm}$, el valor del **axial ratio** para 60 GHz se sitúa en torno a los **0.55 dB**, un valor mas que aceptable e incluso más bajo que el obtenido mediante la técnica anteriormente descrita.

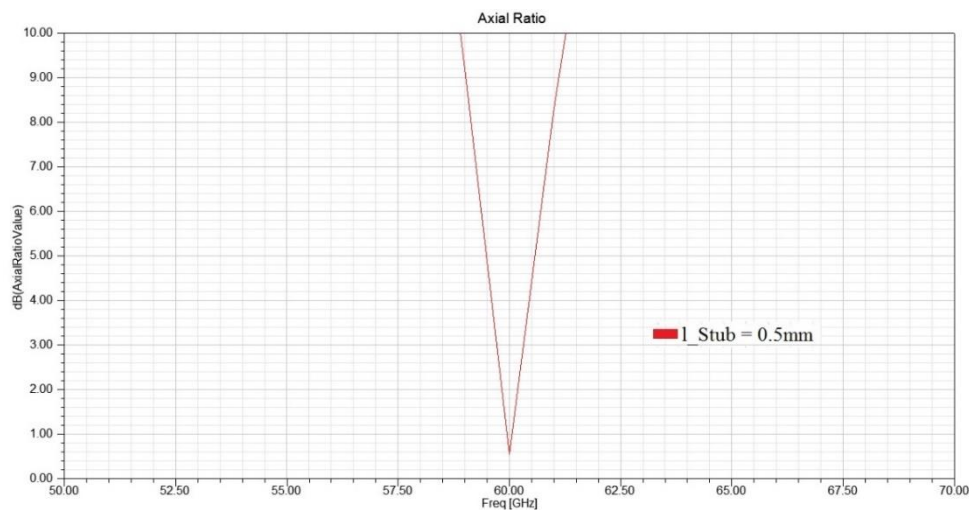


Figura 6.13: Axial ratio para antena parche simple con stub diagonal.

El ancho de banda calculado mediante la ecuación 5.1 da un valor del 3.94%.

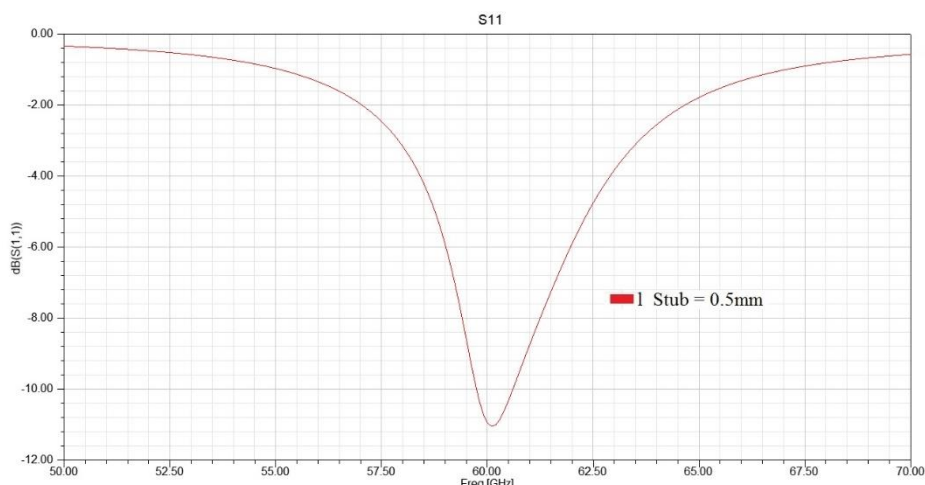


Figura 6.14: S11 para antena parche simple con stub diagonal.

El valor de S_{11} que se observa en la *figura 6.14* posee un valor cercano a los **11 dB** y mas o menos centrado a 60 GHz. A diferencia del diagrama obtenido para el S_{11} de la técnica anterior, este diagrama no presenta dos picos correspondientes a cada uno de los modos excitados, sino que únicamente aparece uno. Esto es debido a que los modos están tan cercanos que se aprecian como un solo pico de S_{11} en $\theta = 0^\circ$.

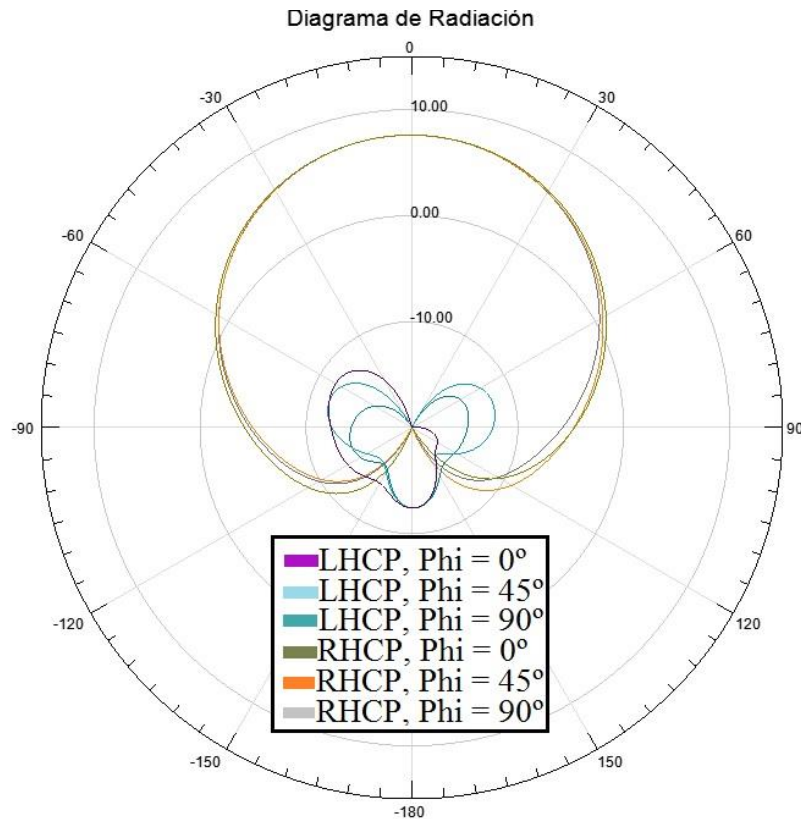


Figura 6.15: Diagrama de radiación para antena parche simple con stub diagonal.

También se observa como en el diagrama de radiación, la distancia entre la polarización a derechas y la polarización a izquierdas se hace más grande en $\theta = 0^\circ$. Además, y a diferencia del diagrama obtenido mediante la técnica del apartado anterior, aquí esta distancia no sobrepasa los -15 dB en cualquiera de los ángulos de radiación, obteniendo un diagrama más simétrico y puro.

El valor de la **directividad** para este diseño se sitúa en torno a los **7.57 dB**.

ara este diseño se sitúa en torno a los **7.57 dB**.

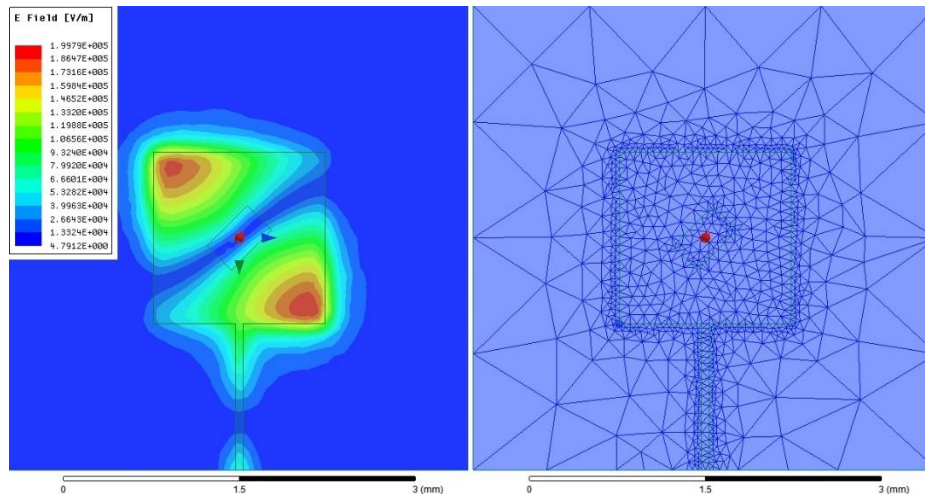


Figura 6.16: Campo E y mallado para antena parche simple con deformación lateral.

En la *figura 6.16* se puede ver como el campo que se propaga por la antena parche microstrip con el stub diagonal, se distribuye de una forma que corresponde con una polarización circular.

Al igual que en el apartado anterior, se ve como al dibujar el diagrama correspondiente a la directividad junto con el diagrama correspondiente a la ganancia, ambos se solapan, lo que indica que las pérdidas son ínfimas.

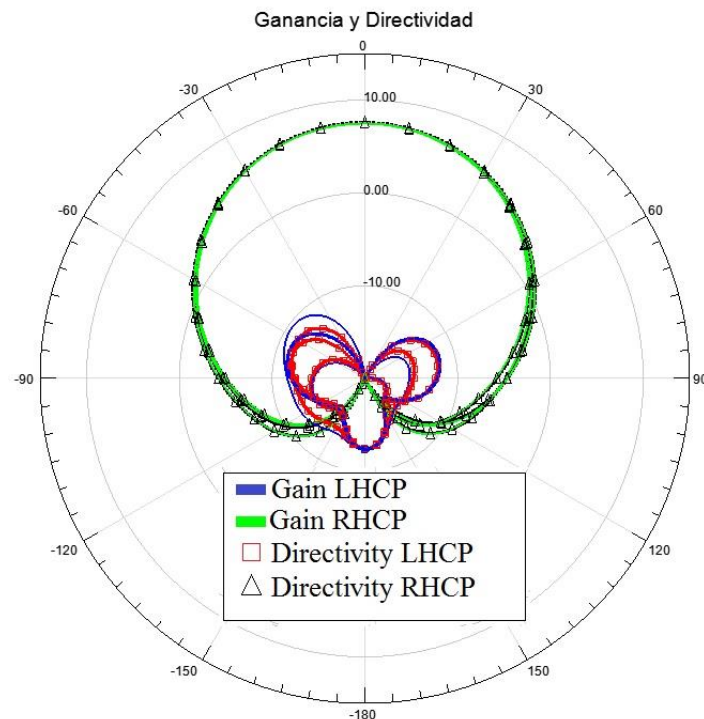


Figura 6.16.1: Ganancia vs directividad para antena parche con stub diagonal.

A continuación, se van a comparar ambas técnicas para seleccionar la mejor forma de generar polarización circular en nuestro diseño.

6.2.3 Comparación de las técnicas anteriores

En la siguiente tabla se muestra un resumen de los parámetros y valores de S_{11} , axial ratio y directividad obtenidas en ambas configuraciones:

Parámetros	Mediante Incisiones Laterales	Mediante Stub diagonal
w_Sustrato (mm)	4	4
l_Sustrato (mm)	4	4
h_Sustrato (mm)	0.127	0.127
w_Parche (mm)	1.495	1.495
l_Parche (mm)	1.61	1.497
w_Linea (mm)	0.1145	0.06
w_Adaptador (mm)	0.08	-
w_Recorte (mm)	0.1	-
l_Recorte (mm)	0.1	-
w_Stub (mm)	-	0.3
l_Stub(mm)	-	0.5
Axial Ratio (dB)	0.93	0.55
Directividad (dB)	6.53	7.57
S_{11} (dB)	10	11

Tabla 6.3: Comparativa de ambas técnicas de obtención de polarización circular.

Tras la comparación se ha seleccionado como técnica a emplear el diseño mediante stub diagonal.

La decisión se ha tomado en base a que el valor del axial ratio para esta técnica es menor que el obtenido mediante la técnica de deformación lateral. Además, el diagrama de radiación que se obtiene con la deformación lateral no es igual de estable para todos los grados de apuntamiento del diagrama al contrario que el obtenido con la técnica de stub diagonal. Los valores para la directividad y S_{11} también son superados por la técnica de stub diagonal.

Por ello a partir de ahora, la técnica de alimentación y de generación de polarización circular a derechas se realizará mediante la técnica de stub diagonal.

Como las pérdidas son mínimas para este método, tal y como se ha visto en la *figura 6.16.1*, se van a considerar despreciables, hasta obtener el array final, donde se volverá a comprobar.

6.3 Array de 2 antenas parche microstrip con polarización circular

A continuación, se presenta el diseño final del array de 2 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

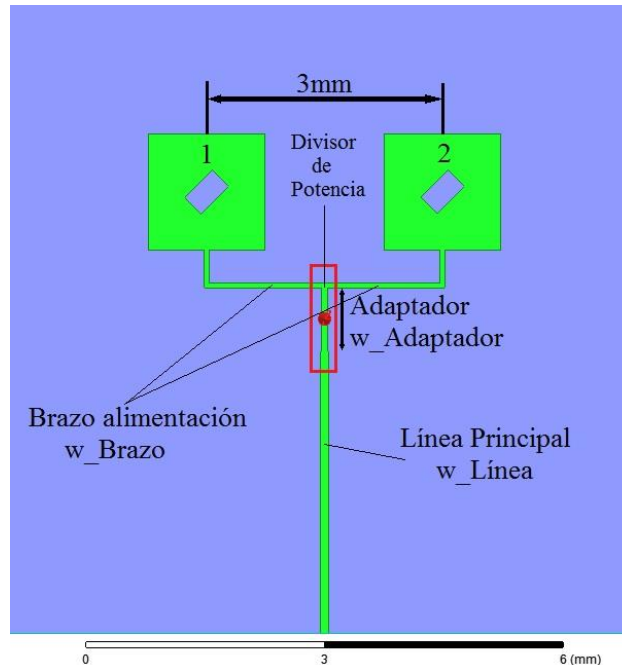


Figura 6.17: Array de 2 antenas parche microstrip con polarización circular.

Como se puede observar, el diseño consta de dos antenas parche microstrip con el stub diagonal colocado en la misma dirección para ambas. A cada parche se le acopla una línea de transmisión microstrip, cada una de las cuales nace desde un divisor T-Junction, en el cual se divide la potencia que le llega por la línea principal en partes iguales.

Las dos antenas se encuentran colocadas a una distancia $0.6\lambda_0$ (3mm), para evitar la aparición de los lóbulos de difracción al igual que se hizo en el diseño del array de antenas parche microstrip con polarización lineal.

La línea principal por la cual se introduce la potencia hasta el divisor, es una línea de transmisión microstrip con una impedancia de 100Ω , es decir, posee una anchura de **$w_{\text{Línea}} = 0.1145\text{mm}$** .

Para este diseño, a diferencia del divisor utilizado en el array de dos antenas parche con polarización lineal, no se llega con una línea de 50Ω y si divide en otras dos líneas de 100Ω , sino que se llega con la línea nombrada anteriormente de 100Ω y mediante un adaptador $\frac{\lambda}{4}$ se adapta la impedancia de la línea principal a las líneas que alimentan las antenas parche y que poseen la anchura de **$w_{\text{Brazo}} = 0.06\text{mm}$** .

La potencia que atraviesa el adaptador $\frac{\lambda}{4}$ se divide de una forma igualitaria para cada una de las dos ramas que alimentan las antenas.

A continuación, se muestran los cálculos para la obtención del valor de la anchura del adaptador empleado en el divisor:

Línea Principal $\rightarrow 100\Omega$ con anchura de 0.1145mm

Línea Brazos alimentación antena $\rightarrow 129.87\Omega$ con anchura de 0.06mm

Para obtener la impedancia necesaria que permita el traspaso de potencia sin que se produzcan pérdidas se ha empleado la *ecuación 5.4*.

Z_1 va a corresponder a la impedancia de la línea principal $Z_1 = 100\Omega$.

Z_2 va a corresponder a la impedancia de la línea de alimentación de las diferentes antenas parche microstrip $Z_2 = 129.87\Omega$.

Por lo tanto, el valor para la impedancia del adaptador $\frac{\lambda}{4}$ será de:

$$Z_{\frac{\lambda}{4}} = \sqrt[2]{Z_1 Z_2} \rightarrow Z_{\frac{\lambda}{4}} = \sqrt[2]{100 * 129.87} \rightarrow Z_{\frac{\lambda}{4}} = \mathbf{113.96\Omega}$$

Una impedancia de 113,96 Ω corresponde a una anchura para el adaptador en torno a los 0.08435mm.

En conclusión, el valor para la anchura del adaptador será de:

$$\mathbf{w_Adaptador = 0.08435mm.}$$

Para asegurar el buen funcionamiento del nuevo divisor, se ha diseñado en el software HFSS dicho divisor con las medidas que se han comentado anteriormente y se ha pasado a simularlo.

Los resultados que se esperan, al igual que en el divisor diseñado en el array de dos antenas parche microstrip con polarización lineal, son que el puerto 2 y el puerto 3 ofrezcan un valor de S_{11} en torno a los -3 dB, ya que el divisor está realizando una división de potencia de 3 dB, es decir, la mitad de la potencia por un puerto y la otra mitad por el otro.

En el puerto 1 se debe apreciar un valor de S_{11} mucho más bajo, ya que debe de estar adaptado.

Los resultados obtenidos han sido los siguientes:

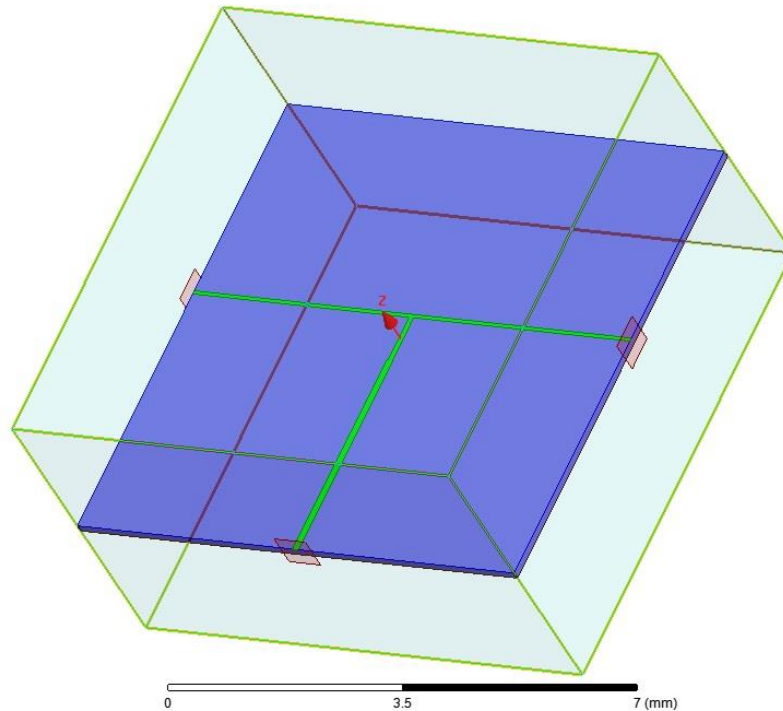


Figura 6.18: Divisor T-Junction para el array de 2 antenas parche con polarización circular.

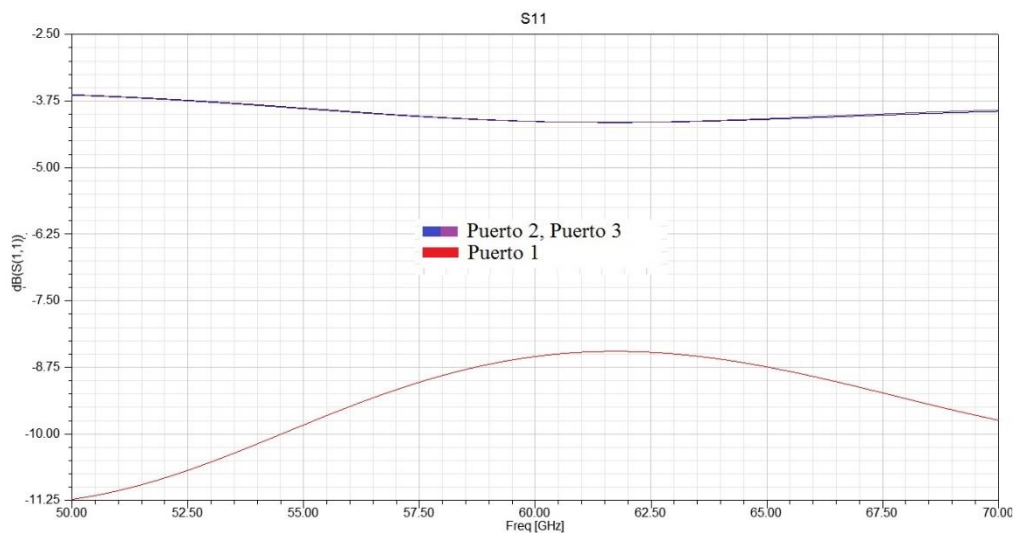


Figura 6.19: S_{11} para el divisor T-Junction.

Como se observa en la figura, los puertos 2 y 3 se encuentran situados en torno a un valor de S_{11} de -4 dB, y el puerto 1 se encuentra situado en torno a los -8.75 dB, cumpliendo los requisitos que se comentaban antes de obtener los resultados.

Las prestaciones de este divisor son peores que el divisor de potencia que se ha diseñado para el array de dos antenas parche microstrip con polarización lineal, pero su funcionamiento sigue siendo válido para el diseño planteado.

Realizado el diseño, es hora de lanzar la simulación para ver qué resultados ofrece el array.

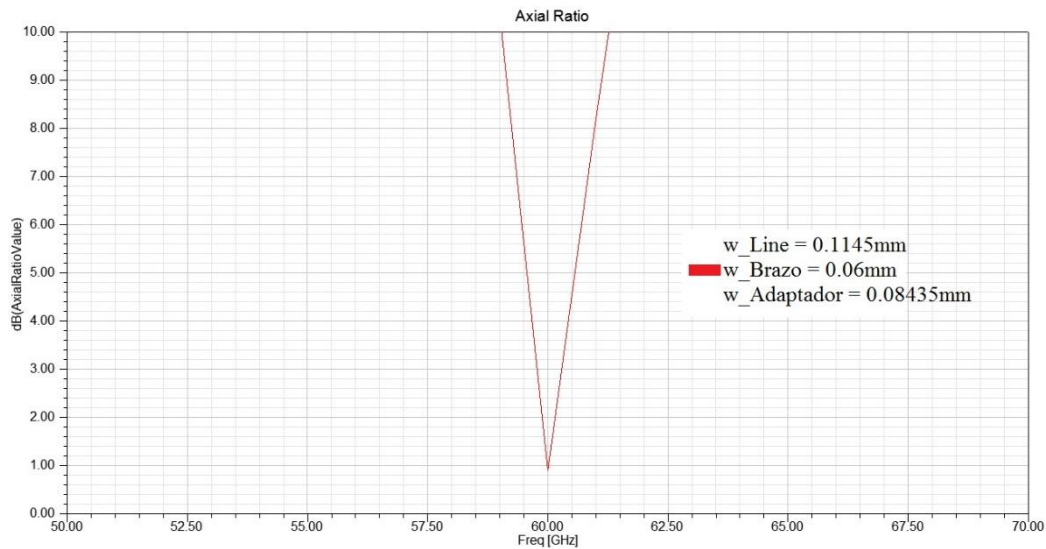


Figura 6.20: Axial ratio para array de 2 antenas parche con polarización circular.

Como se puede observar en la *figura 6.20*, el valor en el que se sitúa el **axial ratio** para la frecuencia de 60 GHz es de **0.89 dB**. Con respecto a la antena parche simple, este valor ha subido, ya que en la simulación de la antena simple mediante stub en diagonal, el axial ratio rondaba los 0.55 dB. No obstante, se siguen cumpliendo las especificaciones de que el valor del axial ratio se encuentre por debajo de 1 dB, por lo que se puede afirmar que nuestro diseño es válido.

El ancho de banda para el axial ratio en el diseño de dos antenas parche calculado mediante la *ecuación 5.1* es del 3.58%.

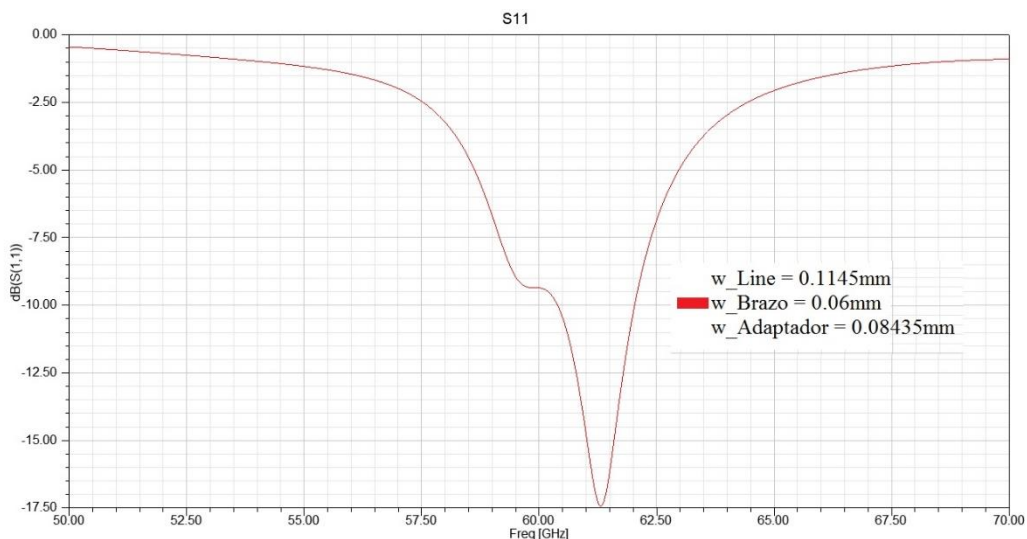


Figura 6.21: S_{11} para el array de 2 antenas parche con polarización circular.

El valor de S_{11} asociado a este axial ratio es el que se observa en la *figura 6.21*. En dicha figura se puede ver como sobresalen ambos picos, uno más grande que el otro, correspondientes a los dos modos que se están excitando en las antenas parche microstrip. El valor de S_{11} para la frecuencia de **60 GHz** ronda los **-9.5 dB**, el pico mayor sin embargo ronda los **-17.5 dB** para una frecuencia de **61.25 GHz**.

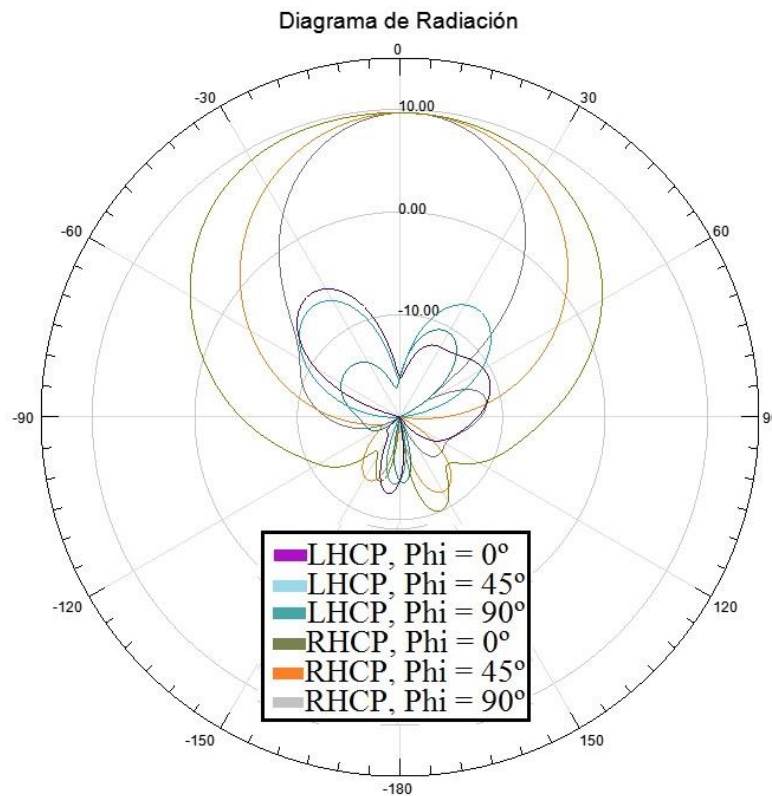


Figura 6.22: Diagrama de radiación para array de 2 antenas parche con polarización circular.

Con respecto al diagrama de radiación, se sigue manteniendo una distancia elevada entre la polarización a derechas y la polarización a izquierdas debido a que el valor del axial ratio se mantiene por debajo de 1 dB.

El valor de la **directividad** para este diseño se encuentra en torno a los **9.65 dB**, por lo que, al duplicar el número de antenas, el valor de la directividad ha aumentado como era de esperar.

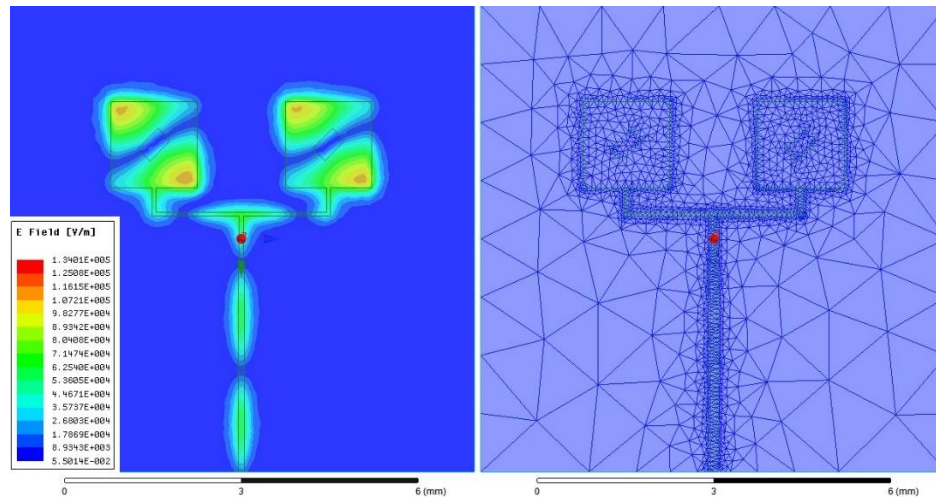


Figura 6.23: Campo E y mallado para array de 2 antenas parche con polarización circular.

En cuanto a la distribución del campo E, se puede observar en la *figura 6.23* como ambas antenas poseen una distribución del campo típica de una polarización circular.

6.4 Array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular

En la *figura 6.24* se presenta el diseño final del array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

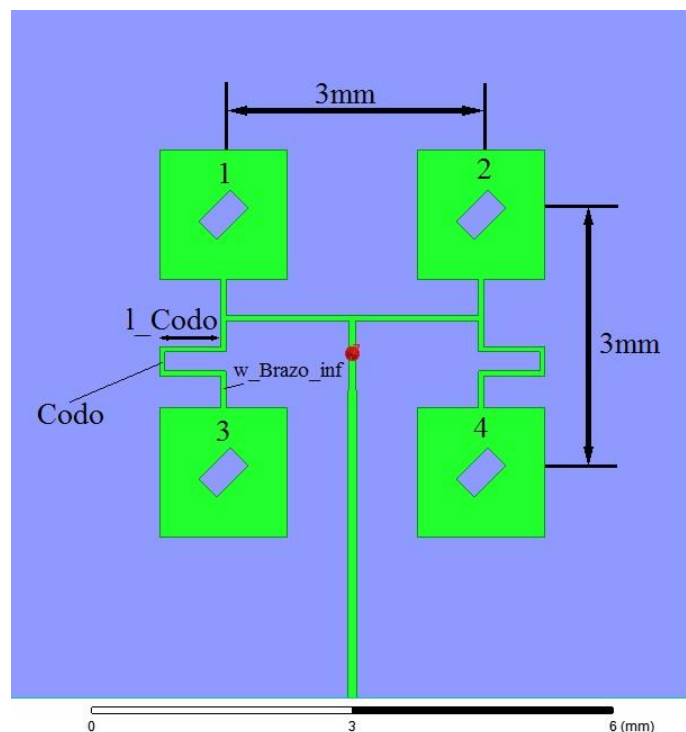


Figura 6.24: Array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular

Como se puede ver en la figura anterior, y al igual que su diseño homologo, pero en polarización lineal explicado en el capítulo anterior, este array de 4 antenas microstrip se ha diseñado partiendo del array de 2 antenas parche diseñado en el apartado anterior.

A partir de este punto se han añadido las antenas inferiores 3 y 4 para posteriormente añadirles sus correspondientes líneas de alimentación con un valor de anchura de línea igual que el utilizado en el array de dos antenas parche con polarización circular, es decir, $w_{\text{Brazo_inf}} = 0.06\text{mm}$

Un aspecto importante a tener en cuenta es que el array, tanto el de 4 elementos como el del diseño final, deben tener una polarización circular que gire en la misma dirección en todos sus parches.

El hecho de alimentar nuestros parches inferiores por el lado contrario al que se han alimentado los parches superiores puede hacer que dicha polarización cambie de dirección.

Es por ello que se ha simulado una antena parche simple, como la que se ha mostrado en el *apartado 6.2.2* de este mismo capítulo, solo que, con la línea de alimentación en la parte superior, con el fin de saber si la polarización gira en la misma dirección sea cual sea el punto de alimentación. La antena parche microstrip simple con la línea de alimentación inversa se muestra en la figura que se expone a continuación:

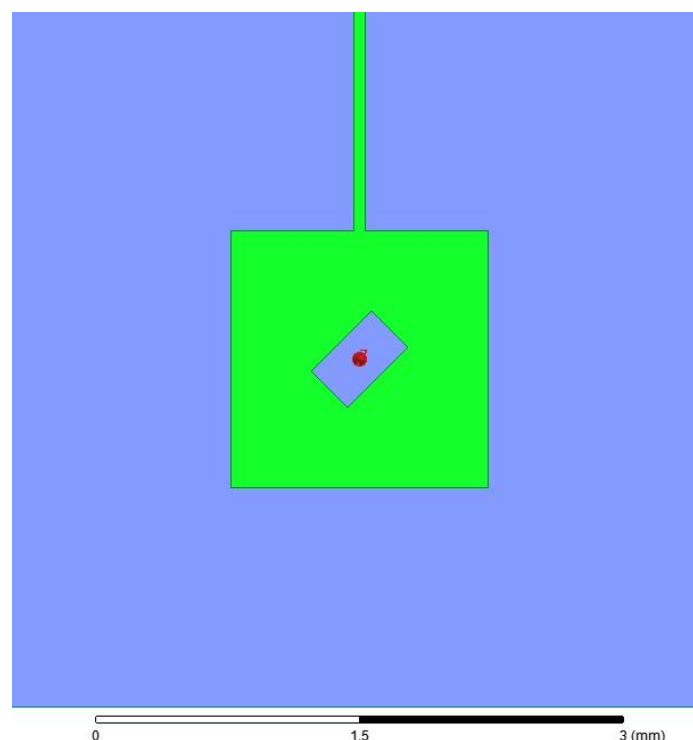


Figura 6.25: Antena parche simple con stub diagonal y alimentación inversa.

Todas las dimensiones de los elementos que intervienen así como los parámetros de simulación, son los mismos que los utilizados en el *apartado 6.2.2*, solo que la línea de alimentación y el puerto se han colocado en la parte superior del parche y substrato respectivamente.

Los resultados que se han obtenido con este método de alimentación han sido los siguientes:

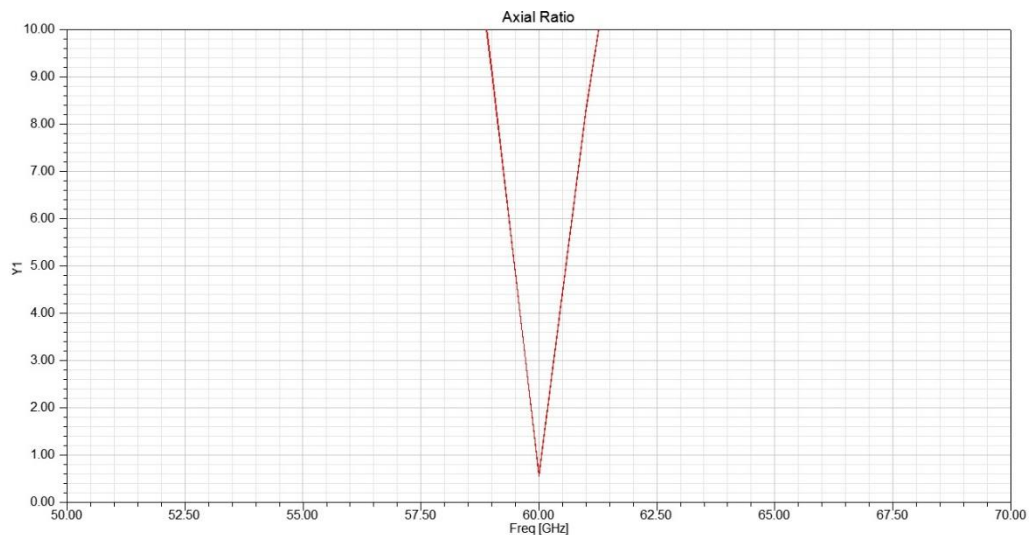


Figura 6.26: Axial ratio para antena parche simple con alimentación inversa.

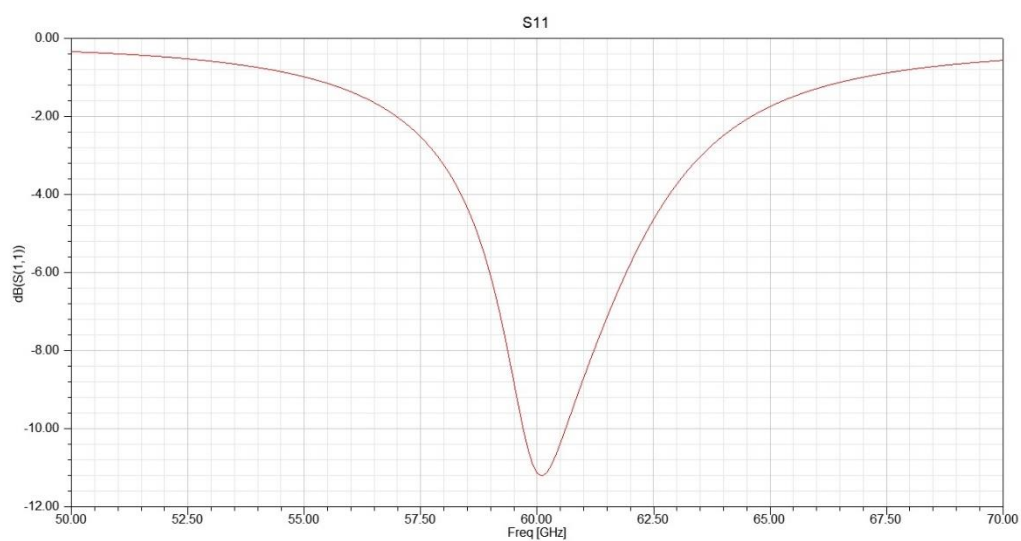


Figura 6.27: S₁₁ para antena parche simple con alimentación inversa

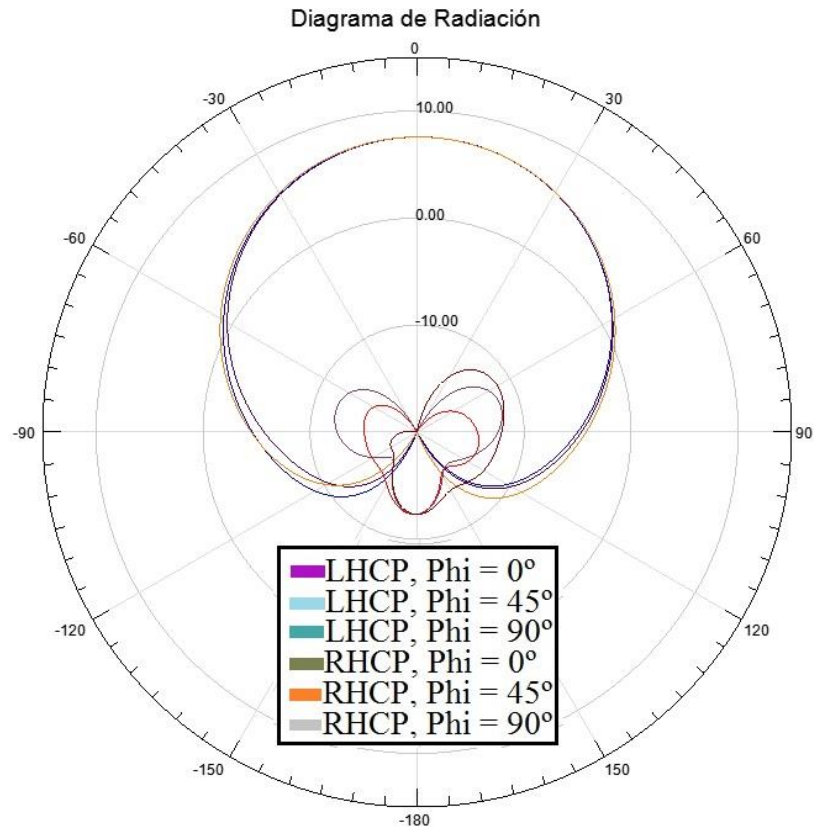


Figura 6.28: Diagrama de radiación para antena parche con alimentación inversa.

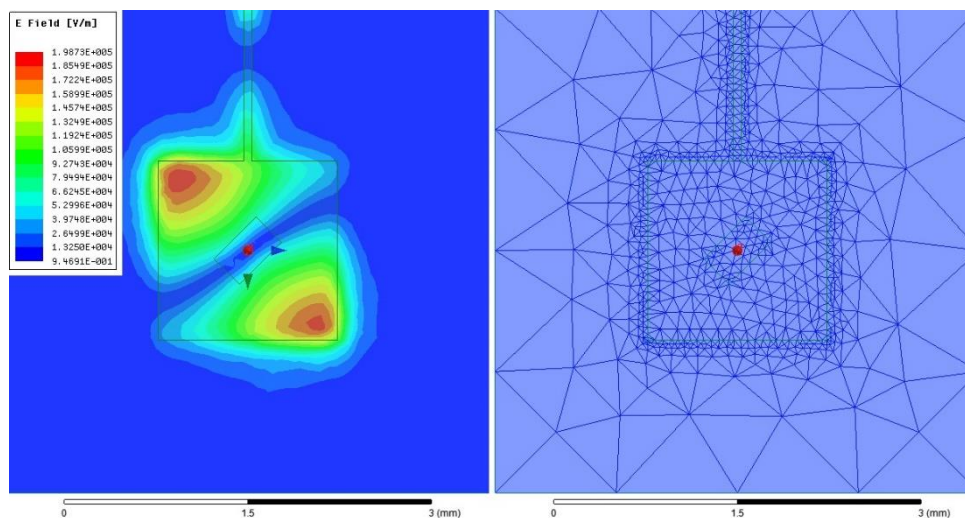


Figura 6.29: Distribución del campo E y mallado para la antena parche con alimentación inversa.

Como se puede observar en las figuras anteriores, los resultados son prácticamente iguales para el valor del axial ratio así como para el S_{11} . El diagrama de radiación muestra las mismas características que la antena parche alimentada de una forma normal.

En la *figura 6.29* se puede ver la distribución del campo y el mallado en tetraedros para el diseño. Dicho campo, y aunque no se pueda ver en la figura, gira en el mismo sentido que la diseñada en el *apartado 6.2.2* de este mismo capítulo.

Una vez comprobado que los presentan la misma polarización sea cual sea el punto de alimentación, se puede continuar con el diseño del array de cuatro antenas parche microstrip.

Para la obtención del valor óptimo de longitud del brazo que conforma el codo, se ha realizado un barrido paramétrico hasta dar con el valor adecuado que haga que las cuatro antenas parches radien en fase. Dicho barrido paramétrico se ha lanzado con un valor inicial de 0mm hasta un valor final de 0.5mm con saltos entre valores de 0.1mm. Tras el barrido se ha visto que el valor de longitud para cada brazo que conforma el codo es de $l_{\text{Codo}} = 0.3\text{mm}$. Los resultados obtenidos se muestran en las *figuras 6.30*, *6.31*, *6.32* y *6.33*:

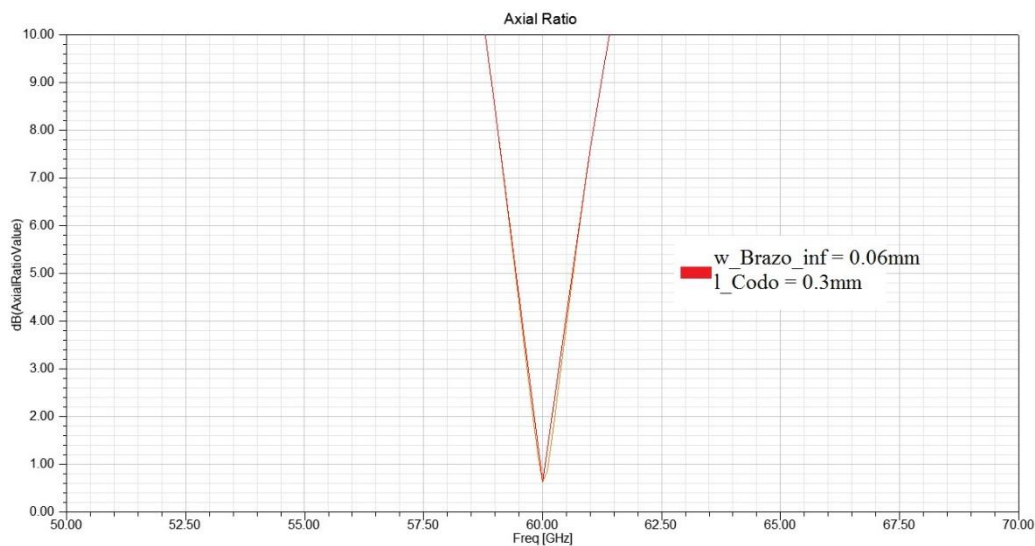


Figura 6.30: Axial ratio para array de 4 antenas parche con polarización circular.

Como se puede observar en la *figura 6.30*, el valor del **axial ratio** para la frecuencia de 60 GHz se sitúa en torno a los **0.634 dB**, un valor que entra dentro de las especificaciones.

El ancho de banda para este diseño calculado mediante la *ecuación 5.1* es del 4.34%.

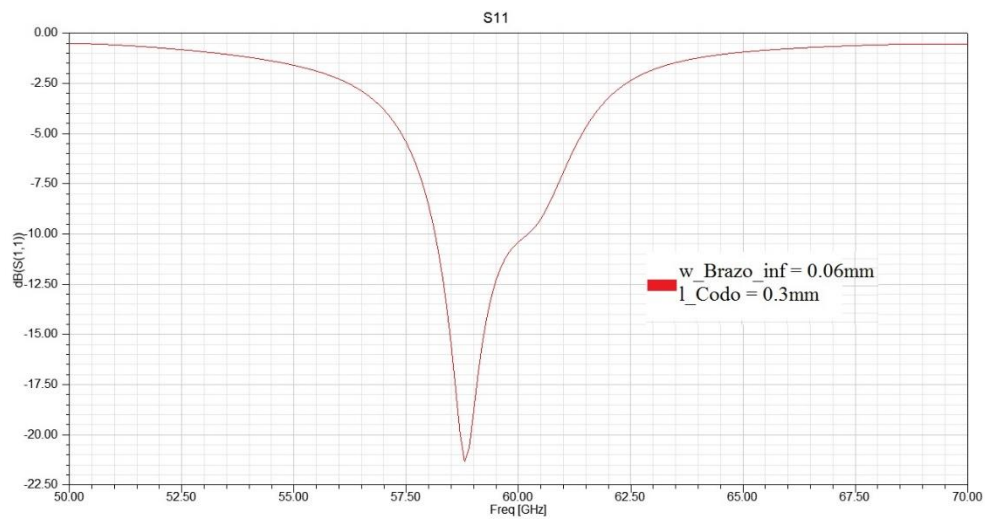


Figura 6.31: S_{11} para el array de 4 antenas parche con polarización circular.

La figura 6.31 muestra el S_{11} , alcanzando un valor en 60 GHz de -10.40 dB, en el pico situado a la frecuencia de 58.8 GHz, se alcanza un nivel para el S_{11} de -21.33 dB.

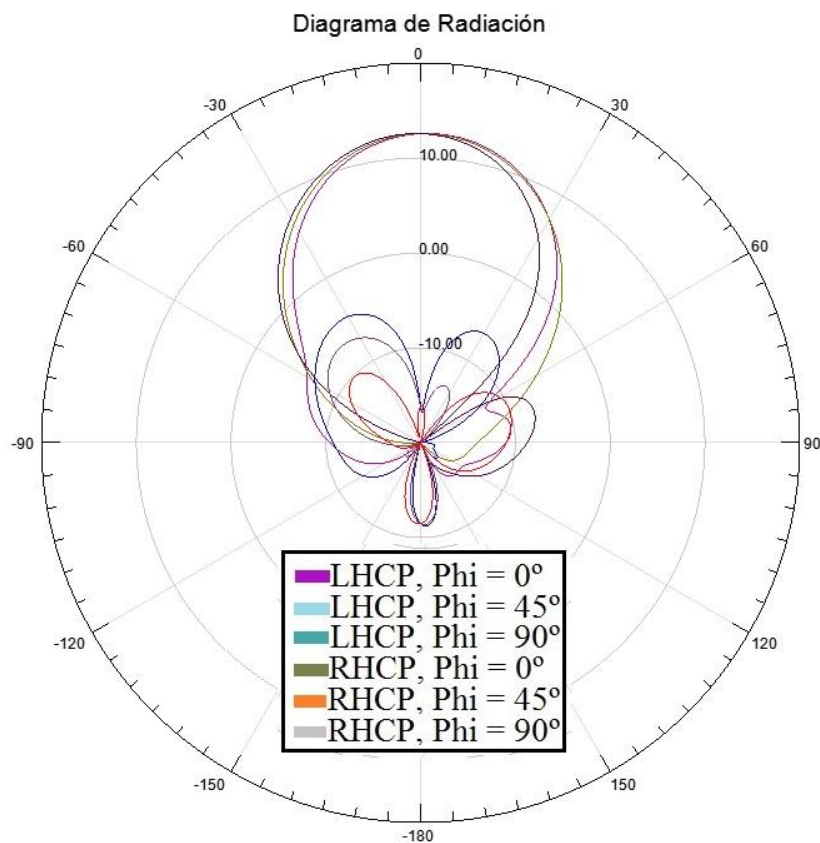


Figura 6.32: Diagrama de radiación para array de 4 antenas parche con polarización circular.

La *figura 6.32* muestra el diagrama de radiación. La distancia entre la polarización circular a derechas e izquierdas mantiene un valor adecuado en $\theta = 0^\circ$, al igual que para los valores colindantes, los cuales para cualquier dirección θ no sobrepasan el valor de los -5 dB. El valor de la **directividad** para este diseño se sitúa en torno a los **12.55 dB**, valor que va a en aumento a medida que aumentamos el número de elementos.

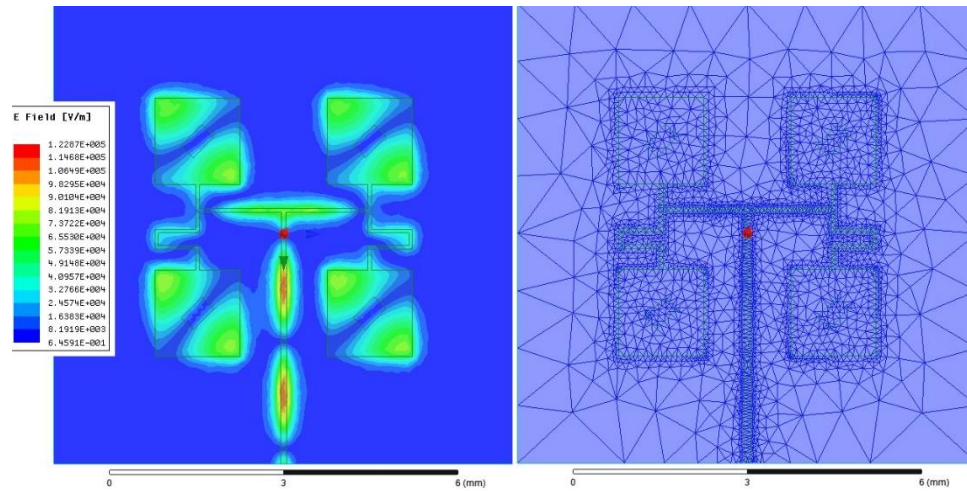


Figura 6.33: Distribución campo E y mallado para array de 4 antenas parche con polarización circular.

En la *figura 6.33* se ve como el campo eléctrico llega en fase a todas las antenas del array, sea con alimentación normal o inversa.

6.5 Array de 8 antenas parche microstrip con polarización circular

En la *figura 6.34* se presenta el diseño final del array de 8 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

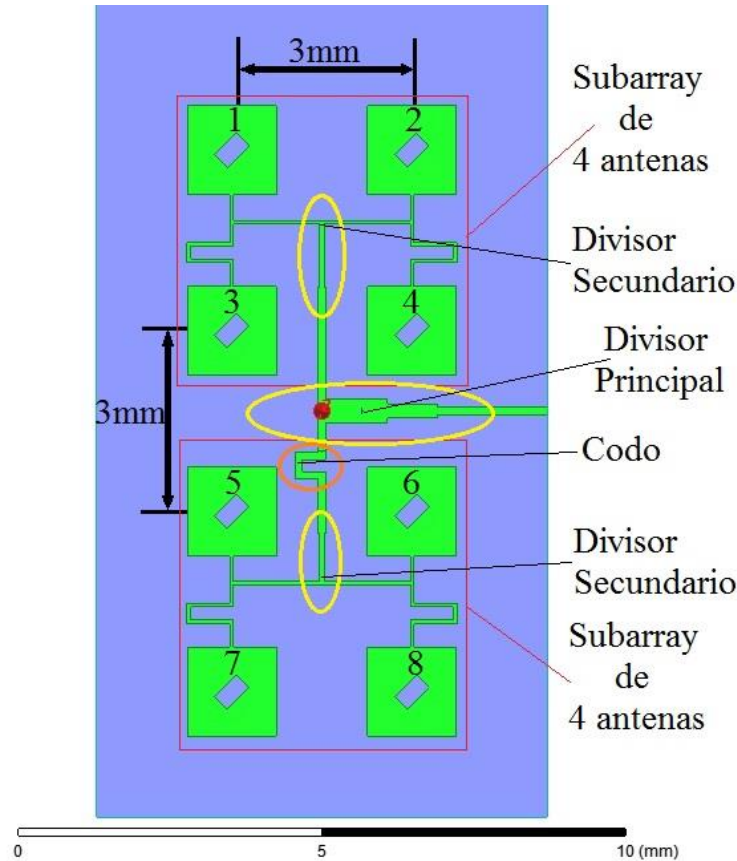


Figura 6.34: Array de 8 antenas parche microstrip con polarización circular.

Como se puede observar, el diseño para este array consta de dos partes:

- Dos subarrays de cuatro antenas parche microstrip con stub en diagonal como el que se ha diseñado en el apartado anterior.
- La red de alimentación, la cual corresponde a la misma que se ha diseñado para el array de ocho antenas parche microstrip con polarización lineal. Dicha red de alimentación consta de tres divisores de potencia, uno principal para dividir dicha potencia entre los dos subarrays y otros dos divisores secundarios encargados de abastecer a los diferentes arrays.

El diseño para el divisor principal, así como la elección de la longitud del brazo del codo, el cual hace que la potencia llegue en fase a los dos subarrays, puede consultarse en el *apartado 5.5 del capítulo 5*.

Los divisores secundarios constan de tres partes diferenciadas. La primera de ellas es la línea principal que transporta la potencia y que nace en el divisor principal, la segunda parte es el adaptador de impedancias $\frac{\lambda}{4}$ encargado de asegurar una transmisión de potencia óptima y, la tercera de las partes, corresponde con los dos brazos que nacen a partir del adaptador antes mencionado y que se encargan de alimentar las antenas microstrip. Dicho diseño se ha reutilizado del divisor que se ha empleado en el array de dos antenas parche microstrip con polarización circular. (ver figura 6.18)

Si se compara con el diseño realizado en el array de polarización lineal, se ha variado la anchura tanto del adaptador, como de la línea de entrada al divisor secundario. Dicha variación de valores se debe a que las líneas que alimentan las antenas poseen una anchura menor, más concretamente, de 0.06mm.

La distancia en el eje y para ambos subarrays es de 0.6λ (3mm) entre antenas parche.

Los resultados que se han obtenido para el array de ocho antenas parche microstrip son los que se muestra a continuación en las figuras 6.35, 6.36, 6.37 y 6.38:

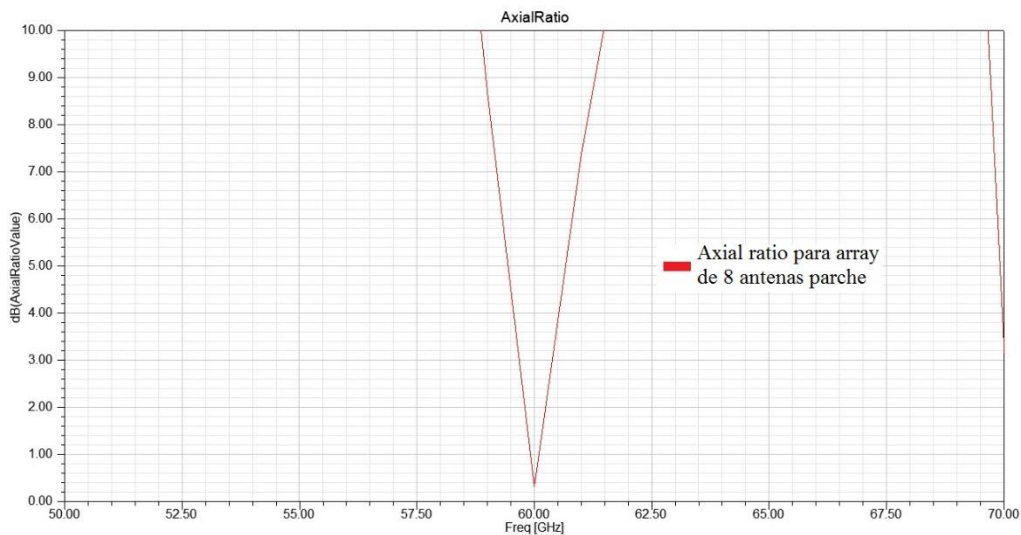


Figura 6.35: Axial ratio para array de 8 antenas parche con polarización circular.

Como se puede observar en la figura 6.35, el valor del **axial ratio** para la frecuencia de 60 GHz alcanza un valor cercano a los 0.3 dB, más concretamente, el axial ratio para el diseño se sitúa en **0.3178 dB**, lo que nos va a ofrecer un desfase entre modos muy cercano a 90° .

El ancho de banda ofrecido por el axial ratio calculado mediante la ecuación 5.1 es del 4.34%.

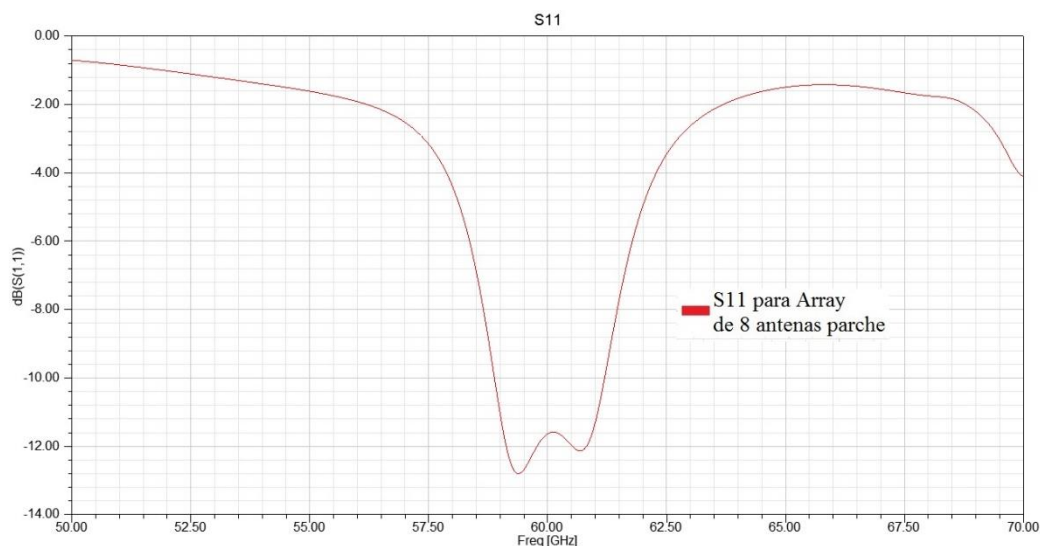


Figura 6.36: S₁₁ para array de 8 antenas parche con polarización circular.

En la *figura 6.36* correspondiente al S₁₁, se pueden apreciar los dos modos que se están excitando en las antenas microstrip, cada uno de los cuales sale representado en la figura del S₁₁ como dos picos. El valor de S₁₁ a la frecuencia de **60 GHz** se sitúa en torno a los **-11.59 dB**. Uno de los **picos** centrado en la frecuencia de **59.39 GHz** adquiere un valor para el S₁₁ de **12.79 dB** y el pico restante, situado en la frecuencia de **60.71 GHz**, posee un valor de **-12.12 dB**.

Cabe destacar que, a partir de la frecuencia de 68.51 GHz, se produce una bajada brusca del S₁₁. Esta bajada tal y como se ha demostrado en el capítulo anterior (*ver apartado 5.8, capítulo 5*) se debe al tipo de barrido utilizado en la simulación, el cual no es del todo preciso en el extremo de la banda. Se debería recurrir a un barrido paramétrico.

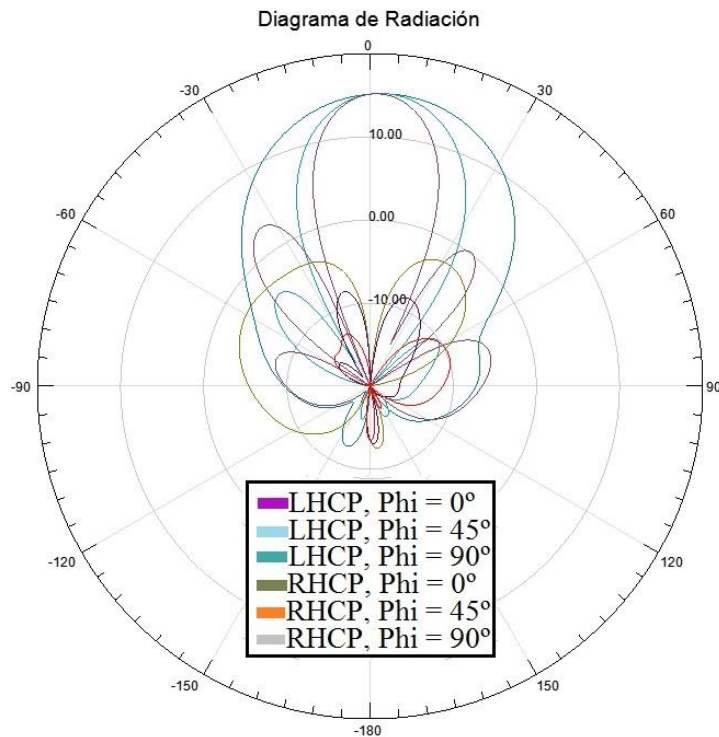


Figura 6.37: Diagrama de radiación para array de 8 antenas parche con polarización circular.

En la *figura 6.37* se puede ver el diagrama de radiación del diseño, el cual es simétrico. El valor de la **directividad** para nuestro diseño del array alcanza un valor de **15.11 dB**, manteniendo la tendencia crecer como en los casos anteriores.

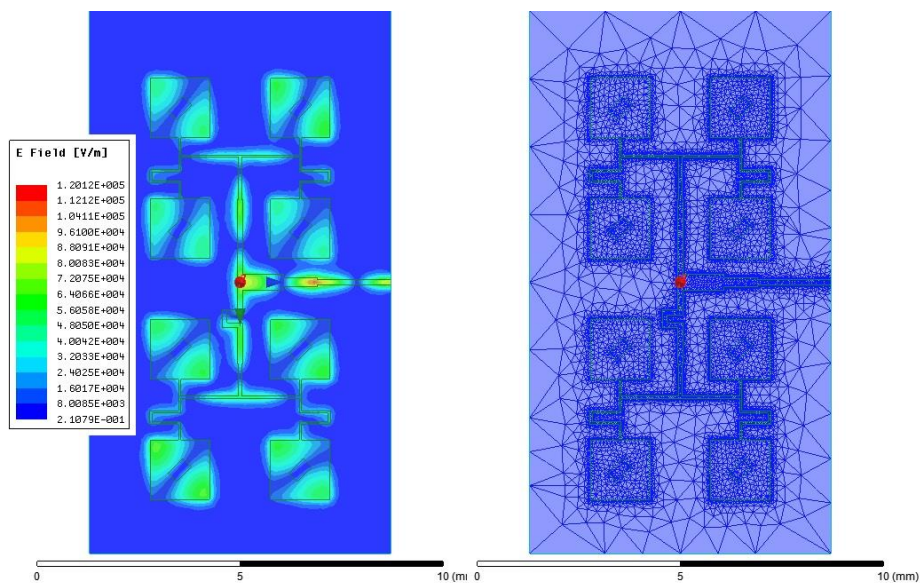


Figura 6.38: Distribución campo E y mallado para array de 8 antenas con polarización circular.

Por último, se puede ver como el campo eléctrico que recorre el array, hace que todas las antenas radien en fase, haciendo que el sistema de distribución que se ha reutilizado del array de ocho antenas parche microstrip con polarización lineal sea válido también para este diseño.

Tras realizar el diseño del array de 8 parches microstrip con polarización circular, se ha pasado a realizar el diseño para los 16 parches microstrip.

6.6 Array de 16 antenas parche microstrip con polarización circular

En la *figura 6.39* se presenta el diseño final del array de 16 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

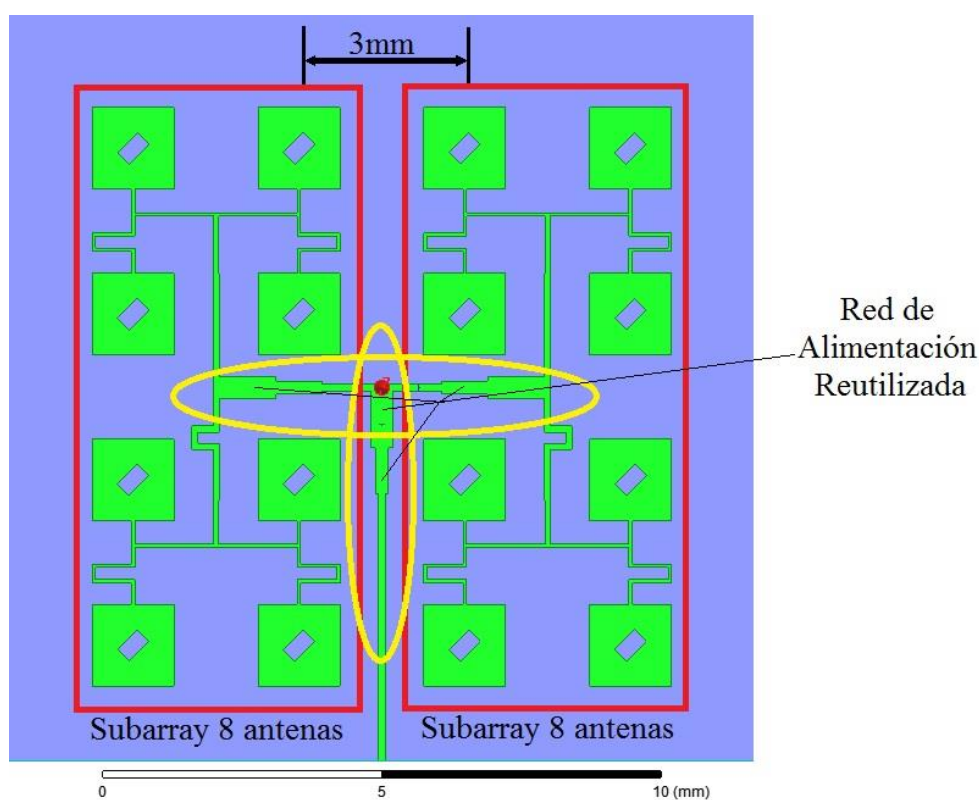


Figura 6.39: Array de 16 antenas parche microstrip con polarización circular.

Para el diseño de este array de antenas parche se ha reutilizado toda la parte de alimentación que se realizó en el array de 16 antenas parche con polarización lineal.

A dicha red de distribución se le han añadido dos subarrays de ocho antenas parche microstrip como el que se ha diseñado en el apartado anterior. Cabe destacar que la distancia en el eje x entre un subarray de ocho antenas parche y el otro subarray se sigue manteniendo en 0.6λ , es decir, ambos subarrays se encuentran separados 3mm.

Los resultados obtenidos se muestran en las *figuras 6.40, 6.41, 6.42 y 6.43*:

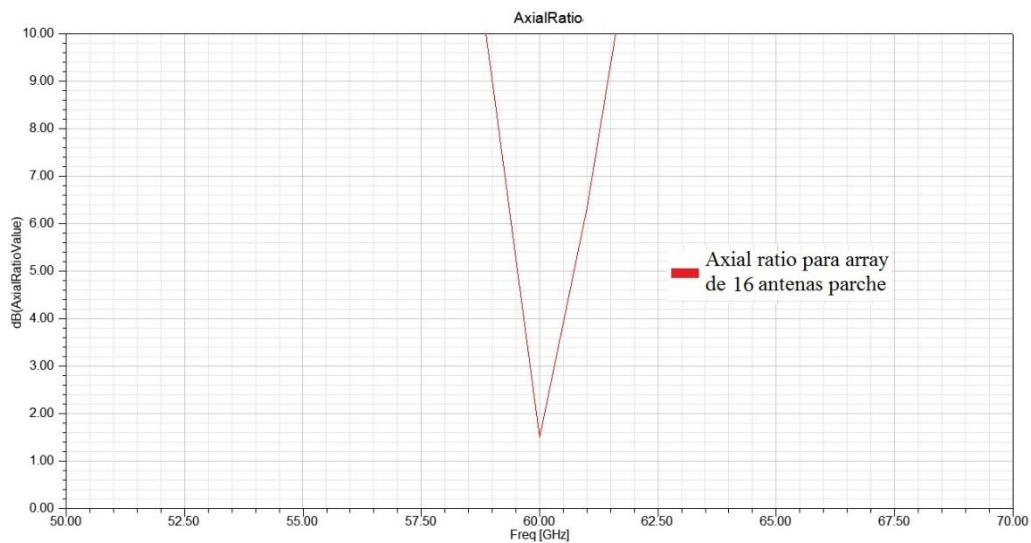


Figura 6.40: Axial ratio para array de 16 antenas parche con polarización circular.

Como se puede observar en la *figura 6.40* correspondiente al **axial ratio**, el valor que ofrece los resultados para el array de 16 antenas se encuentra cerca de 0 dB. No obstante, realizando un zoom sobre la zona de 60 GHz se aprecia que el valor del pico se sitúa en torno a **1.97 dB**.

Este valor no cumple con las especificaciones que se han comentado, ya que el valor del axial ratio se debe de encontrar por debajo de 1 dB.

No obstante, antes pasar a realizar un estudio mediante un barrido paramétrico sobre que valor de las dimensiones del parche o del stub diagonal corrigen dicho valor en nuestro diseño, se ha pasado al diseño de un array de 64 antenas microstrip para observar si el valor del axial ratio mejora.

El ancho de banda que presenta el axial ratio para este diseño, se ha calculado mediante la *ecuación 5.1*, obteniendo un ancho de banda del 4.56%

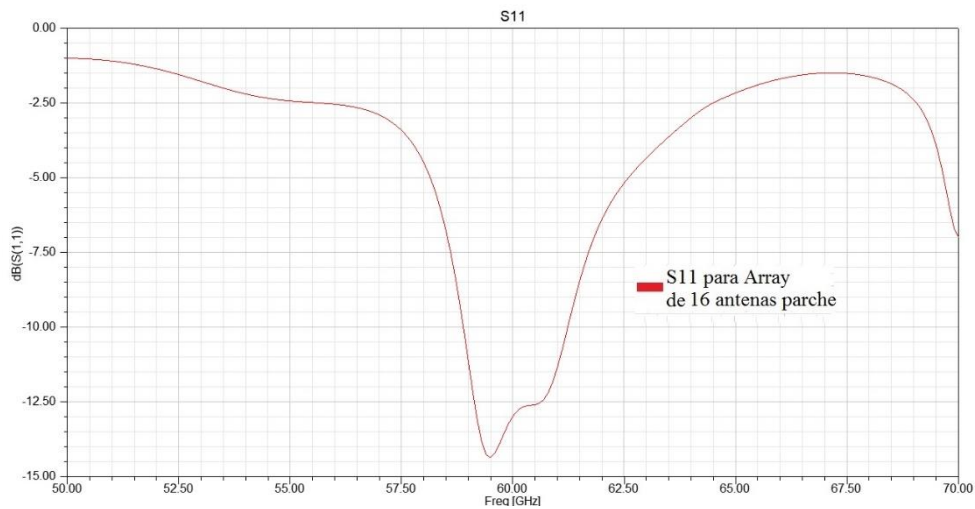


Figura 6.41: S_{11} para el array de 16 antenas parche con polarización circular.

La figura 6.41 muestra la gráfica correspondiente al S_{11} , el cual ofrece un valor en 60 GHz situado en -12.97 dB.

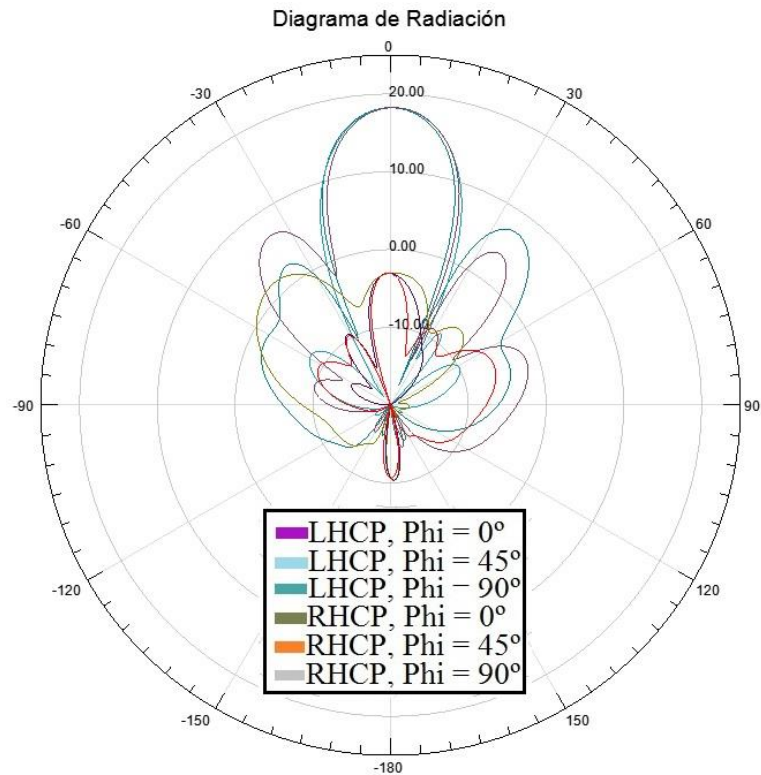


Figura 6.42: Diagrama de radiación para array de 16 antenas parche con polarización circular.

Observando el diagrama de radiación, se ve como el lóbulo principal sigue creciendo, situando la **directividad** en torno a los **18.19 dB**. Se debe empezar a centrar la atención en los niveles que vaya adquiriendo los lóbulos laterales en las simulaciones posteriores, ya que a medida que aumente el número de elementos, dichos lóbulos irán adquiriendo mayor protagonismo.

Esto es debido al tipo de distribución de corrientes seleccionada, ya que una distribución uniforme de corrientes ofrece una directividad máxima a costa de unos lóbulos secundarios elevados.

Para nuestro diseño, el **nivel del lóbulo secundario** más notable se sitúa en torno a los **7.56 dB**.

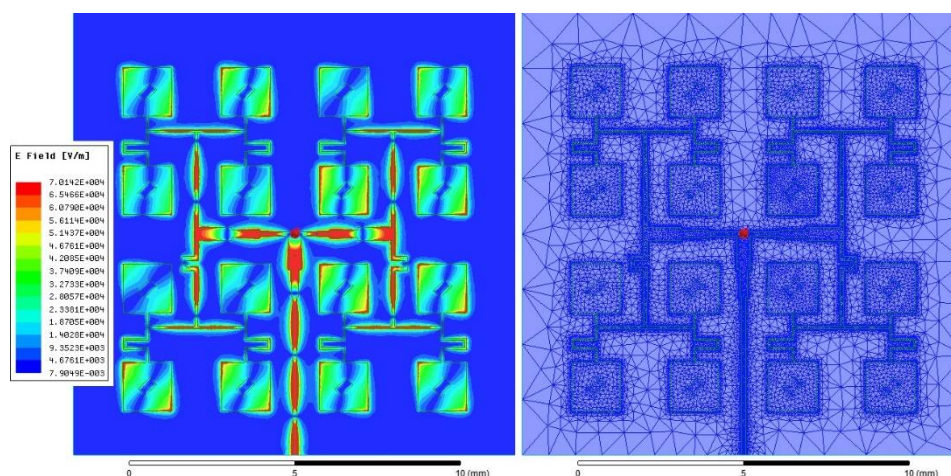


Figura 6.43: Distribución del campo E y mallado para array de 16 antenas parche con polarización circular.

La *figura 6.43* muestra la propagación del campo E, así como el mallado que se ha realizado sobre el diseño que, como se puede observar es bastante uniforme en todas las antenas, llegando con igual intensidad a cada elemento de la agrupación.

A continuación, se presenta el diseño de un array de 64 antenas parche microstrip con polarización circular.

6.7 Array de 64 antenas parche microstrip con polarización circular

En la *figura 6.44* se presenta el diseño final del array de 64 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

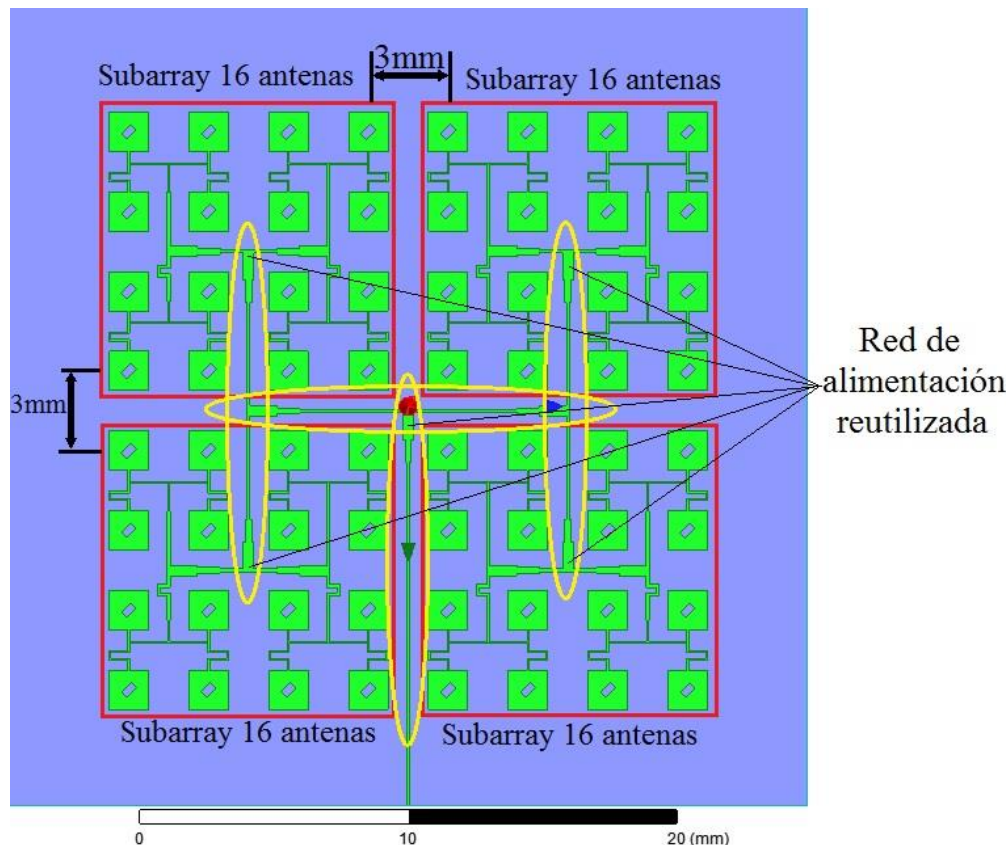


Figura 6.44: Array de 64 antenas parche microstrip con polarización circular.

En este caso se han repartido las 64 antenas parche en cuatro subarrays de dieciséis elementos. Dichos subarrays corresponden al diseño planteado en el apartado anterior.

Para la red de distribución del array, encargada de alimentar los diferentes subarrays, se ha utilizado la misma red de alimentación que la empleada en el array de 64 antenas parche con polarización lineal. (*ver apartado 5.8, capítulo 5*)

El tamaño de la simulación es muy elevado como para que un ordenador con prestaciones normales sea capaz de realizarla. El PC que se está utilizando en este proyecto posee una memoria RAM de 12 GB.

Por ello esta simulación se ha realizado empleando un ordenador más potente, el cual posee una memoria RAM de 198 GB y dos procesadores más potentes, haciendo que la simulación de este array se demore unas cuantas horas y no un par de días como hubiera sucedido con el ordenador estándar de 12 GB de RAM.

Los resultados obtenidos para este diseño, se muestran en las *figuras 6.45, 6.46, 6.47 y 6.48*:

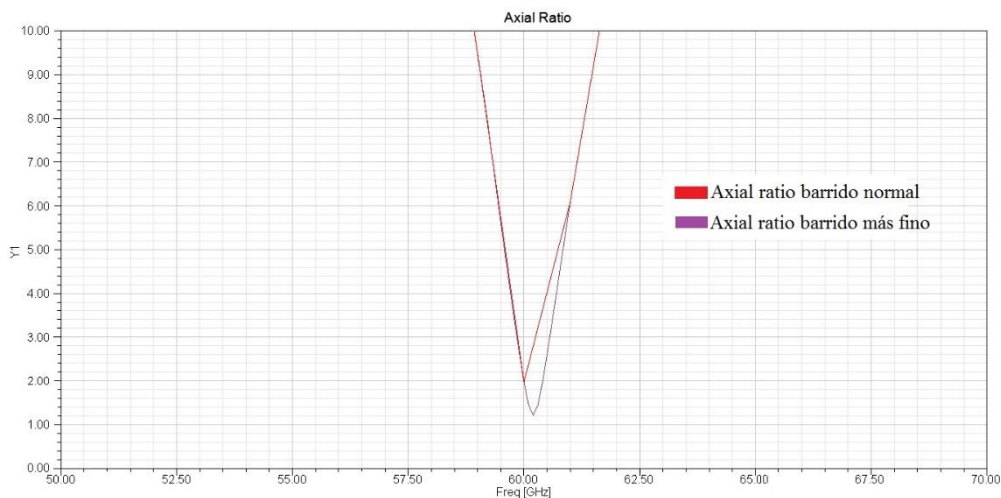


Figura 6.45: Axial ratio para array de 64 antenas parche con polarización circular.

En la *figura 6.45* se puede observar el axial ratio para este diseño. Para el valor que se ha diseñado el array, 60 GHz, el **axial ratio** presenta un valor en torno a **1.98 dB**. Por lo tanto, se deduce que el hecho de aumentar el número de antenas parche no es suficiente como para mejorar el valor de nuestro axial ratio.

Se ha probado a realizar un barrido más fino, el cual en vez de dejar un espaciado entre frecuencias de 0.1 GHz, va a dejar 0.01 GHz entre valores con el fin de ver si el valor obtenido disminuye y entra dentro del rango requerido por las especificaciones.

Tras lanzar el barrido se ha obtenido un valor de **axial ratio** en torno a **1.23 dB**, mejorando el valor anterior pero **no siendo suficiente** como para estar dentro del rango admitido por las especificaciones.

El ancho de banda, calculado mediante la *ecuación 5.1*, que posee el axial ratio obtenido tras el barrido más fino es del 4.54%.

Por lo tanto, se requiere variar o bien las dimensiones del parche o la longitud del stub diagonal unos pocos milímetros. La variación puede llevarse a cabo mediante un barrido paramétrico que pruebe diferentes valores para la longitud del stub, que es quien controla la polarización circular y por lo tanto el valor del axial ratio. Con dos milímetros arriba y dos abajo bastaría como para encontrar un valor que nos mejorase la simulación.

El problema es el tiempo, ya que una única simulación se demora en horas, un barrido en el que simular mínimo cuatro valores diferentes llevaría demasiado tiempo. Por lo que antes de invertir dicho tiempo se ha optado por probar a realizar un array de 256 antenas parche para ver si los resultados obtenidos mejoran.

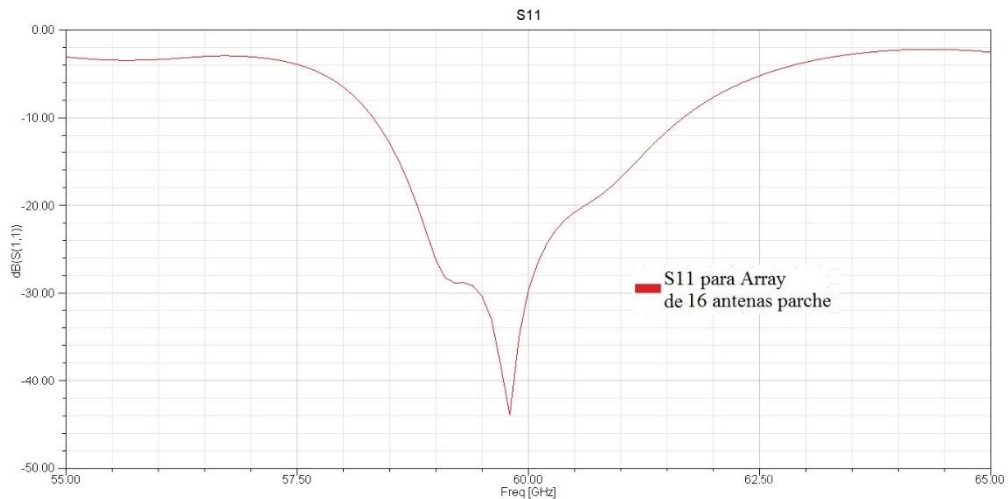


Figura 6.46: S_{11} para array de 64 antenas parche con polarización circular.

La figura 6.46 muestra el valor del S_{11} a la frecuencia de 60 GHz con un valor en torno a **-29.68 dB**, por lo que el S_{11} ha mejorado con respecto a casos anteriores. Como se puede observar, se ha representado para un intervalo de frecuencias entre los 55 GHz y los 65 GHz, ya que para los extremos de la banda situados en 50 GHz y 70 GHz se produce un descenso del nivel de S_{11} . Tal y como se ha comentado anteriormente, se debe al tipo de simulación. Se debería probar un barrido de tipo discreto. Sin embargo, un barrido discreto también produciría una gran demora en el tiempo, ya que este tipo de simulación es más fina que la empleada hasta ahora. Por ello se va a esperar hasta obtener los resultados para el array de 256 antenas parche.

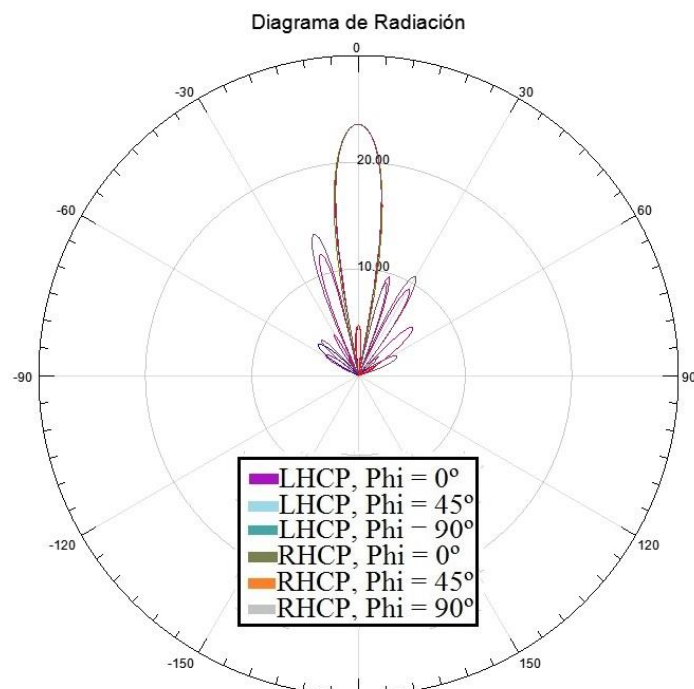


Figura 6.47: Diagrama de radiación para array de 64 antenas parche con polarización circular.

No solo se va a realizar un array de 256 parches por mejorar el axial ratio sino que, si nos fijamos en la *figura 6.47*, se observa como el valor del lóbulo principal del diagrama ha aumentado con respecto al visto en el apartado anterior pero, haciendo un zoom en la zona de máxima radiación, se ve que el valor alcanzado por el haz principal se sitúa en **23.56 dB**, haciendo que nuestra **directividad** no alcance las especificaciones propuestas.

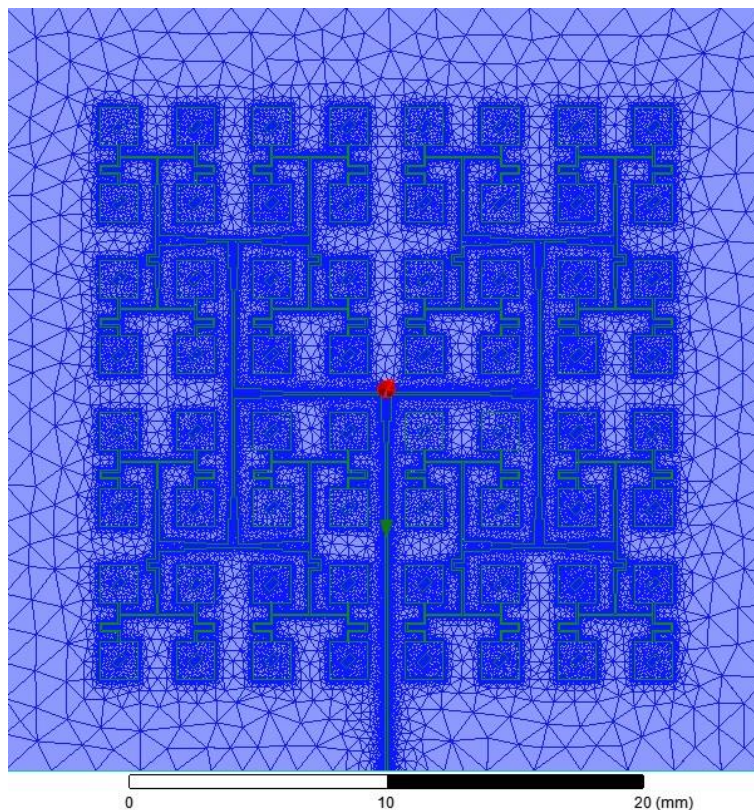


Figura 6.48: Mallado para array de 64 antenas parche con polarización circular.

La *figura 6.48*, no muestra la distribución del campo E ya que las distancias entre elementos comienzan a ser tan pequeñas que la resolución necesaria nos impide verlo con claridad.

No obstante, se ofrece el mallado que se ha realizado sobre el diseño que, como se puede observar es bastante uniforme en todas las antenas, lo que indica que el campo llega con igual intensidad a cada elemento de la agrupación.

6.8 Array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular

En la *figura 6.49* se presenta el diseño final del array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular junto con las partes que lo componen:

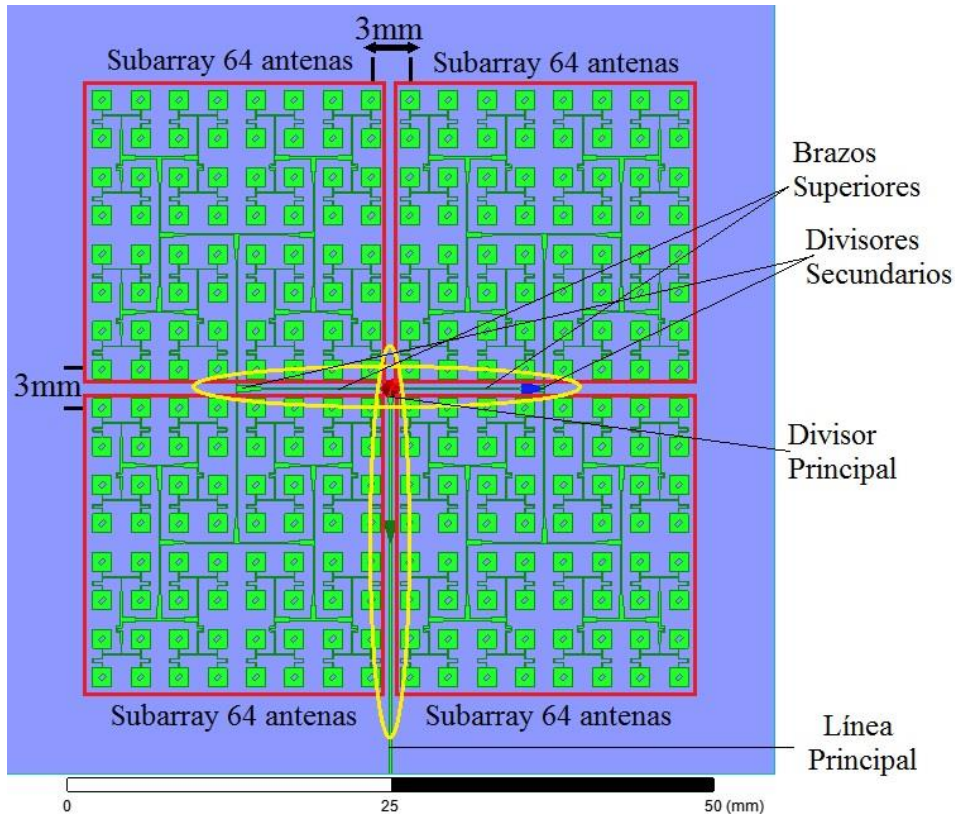


Figura 6.49: Array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular.

Como se puede ver en la figura 6.49, el proceso de diseño para este array sigue los pasos de los expuestos en apartados anteriores. Los subarrays están formados por los arrays que se han diseñado en el apartado anterior de 64 antenas parche, en concreto, se ha utilizado un total de cuatro subarrays con el fin de obtener el múltiplo de 256 elementos.

Como en el array de polarización lineal no se ha llegado a un diseño con tantos elementos como nos ocurre aquí, se debe diseñar la red de alimentación para alimentar a los cuatro subarrays y con ello a las 256 antenas parche microstrip.

Dicho diseño consiste en colocar tres divisores de potencia con las mismas dimensiones que los empleados en el resto de apartados. Uno de ellos debe ser el divisor principal encargado de dividir la potencia que le llega desde la línea principal en partes iguales y distribuirla por los dos brazos principales.

Los dos divisores restantes, divisores secundarios, se colocarán al final de dichos brazos superiores, ya que la potencia que viaje por dicho brazo se dividirá equitativamente para ir directamente a cada subarray de 64 antenas parches microstrip y así, alimentar todos los elementos del array final.

Para la simulación de este array, se van a relajar los parámetros de simulación ya que, se debe crear la malla para un gran número de elementos. De dichos elementos, una gran parte corresponde a las líneas de alimentación con una anchura de 0.06mm y a las líneas de distribución de la potencia que poseen una anchura de 0.1145mm.

Los resultados que se han obtenido para el array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular se muestran en las *figuras 6.50, 6.51, 6.52, 6.53 y 6.54*:

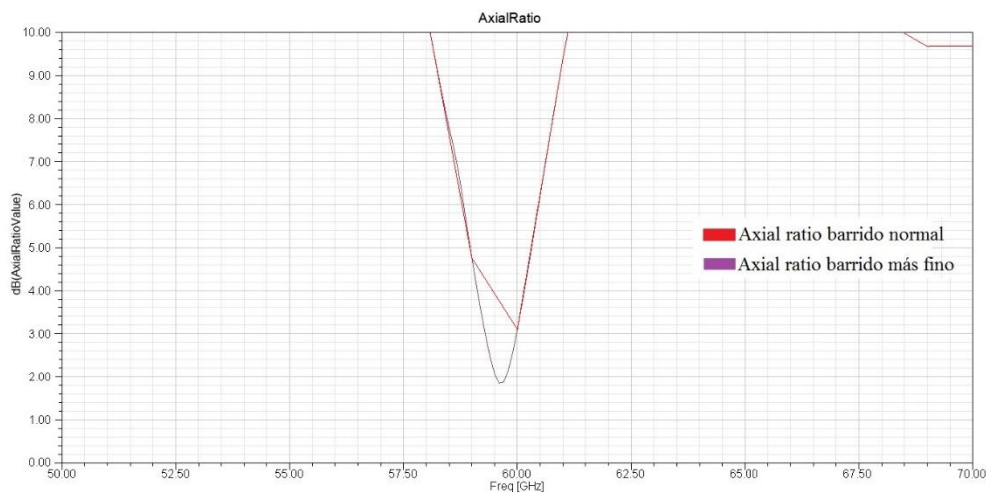


Figura 6.50: Axial ratio para array de 256 antenas parche con polarización circular.

A diferencia del resto de simulaciones, en la de 256 antenas parche se ha bajado el número de pasadas a 12, con el fin de no saturar el ordenador y que la simulación no se nos demore demasiado en el tiempo.

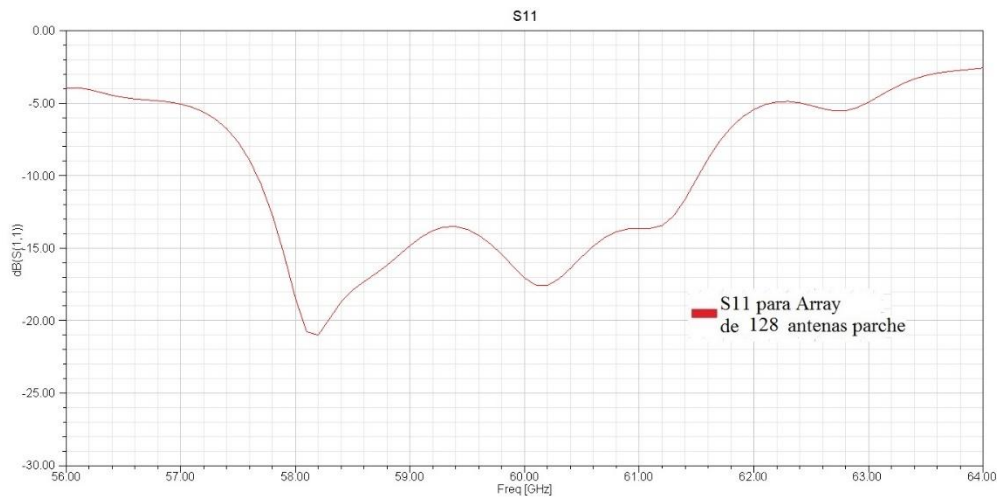
La *figura 6.50* muestra como para el valor frecuencial de 60 GHz, el **axial ratio** se sitúa en torno a los **3.10 dB**, un valor muy por encima del que se requiere en la especificaciones.

Para intentar acercarse más este valor a la zona que se encuentra por debajo de 1 dB, se ha realizado un barrido más fino. En lugar de realizar el cálculo del axial ratio cada 0.1GHz, se ha realizado dicho barrido con un espacio entre valores frecuenciales de 0.01 GHz.

Tras este barrido se puede observar como el pico del **axial ratio**, ahora de forma redondeada, baja hacia la zona cercana a 1 dB, alcanza un valor de **1.86 dB** en torno a la frecuencia de 59.6 GHz.

El ancho de banda, calculado mediante la *ecuación 5.1*, es del 5.04%.

Dicho valor sigue sin ser suficiente como para entrar dentro del rango requerido, por lo que, al igual que en los casos anteriores, sería necesario lanzar un barrido paramétrico variando la longitud del stub diagonal para ver si el valor del axial ratio se desplaza hacia la frecuencia de 60 GHz y entra dentro del rango inferior a 1 dB.



Con respecto al S₁₁, e la *figura 6.51* se ve como para la frecuencia de 60 GHz, el S₁₁ alcanza un valor de **-17.05 dB**, el picos que se encuentra a la izquierda posee un valor de -20.57 dB para una frecuencia de 58.2 GHz.

Al igual que en el apartado anterior, el S₁₁ se ha representado para un intervalo de frecuencias entre los 56 GHz y los 64 GHz, ya que para los extremos de la banda situados en 50 GHz y 70 GHz se produce un descenso del nivel de S₁₁. Esto, y como se ha comentado anteriormente, sigue siendo debido al tipo de simulación utilizada. Para evitar estas caídas bruscas, se debería realizar un barrido discreto para obtener resultados más precisos y evitar las discontinuidades.

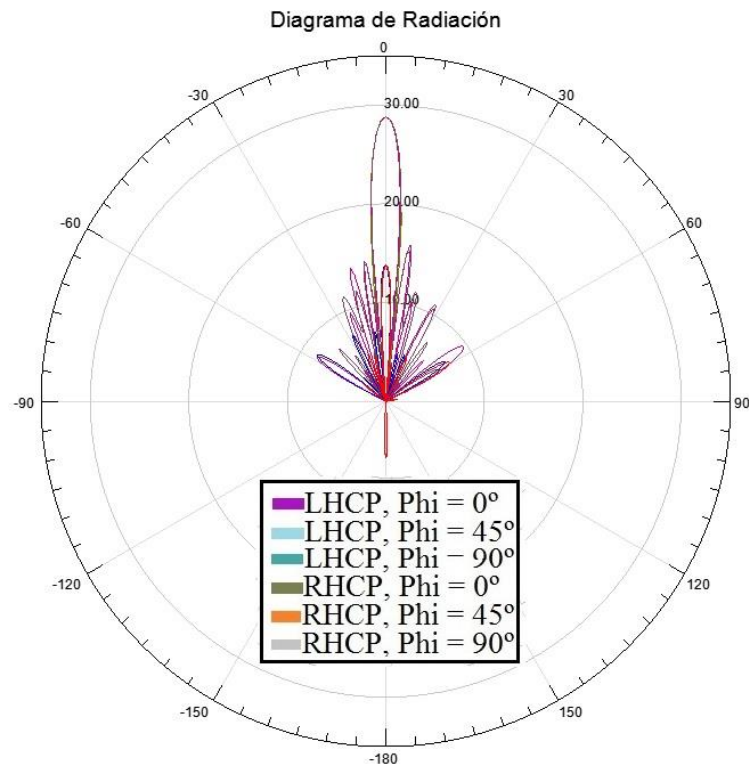


Figura 6.52: Diagrama de radiación para array de 256 antenas parche con polarización circular.

La *figura 6.52* muestra el diagrama de radiación para la agrupación de 256 antenas parche. El lóbulo principal situado en 0° ofrece un valor máximo de **28.83 dB**, con niveles para el lóbulo secundario en torno a los 16.02 dB. Dicho valor del lóbulo principal sitúa la **directividad** de la agrupación por encima de los 27 dB, que era el valor estipulado en las especificaciones para el diseño del proyecto. Por lo tanto, con un array de 256 elementos parche microstrip se consigue alcanzar una directividad suficiente como para detener el aumento del número de parches en nuestro array.

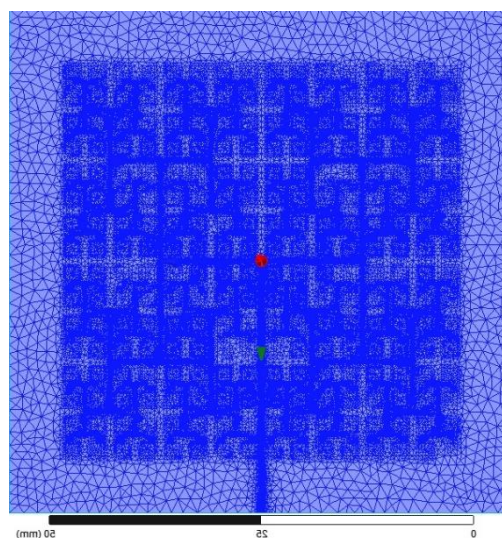


Figura 6.53: Mallado para array de 256 antenas parche con polarización circular.

En la *figura 6.53* se puede observar el mallado que se ha realizado sobre el diseño, el cual es bastante uniforme en todas las antenas, lo que indica que el campo llega con una igual intensidad a cada elemento de la agrupación.

Una vez alcanzado la especificación impuesta para la directividad, se ha pasado a conectar un conector de 1.85mm en nuestro diseño para ver si los resultados de simulación varían demasiado, o por el contrario, se mantienen con cambios mínimos.

6.9 Inserción del conector de 1.85mm al diseño final

Dicho conector de 1.85mm presenta las mismas dimensiones, así como los mismos materiales de fabricación que los vistos en el capítulo anterior. Además, se realiza una prueba de simulación con una antena parche simple para comprobar si el conector está bien diseñado y si los resultados de simulación varían demasiado al insertar o no dicho elemento de 1.85mm. (ver *apartado 5.9 del capítulo 5*)

Con la inserción del conector en nuestro diseño final de 256 elementos, se han obtenido los siguientes resultados:

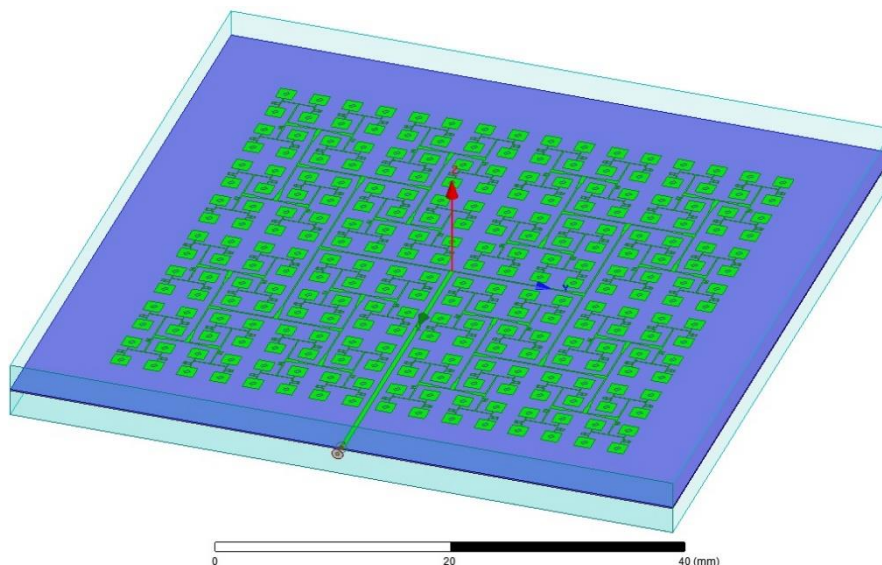


Figura 6.54: Array de 256 antenas parche con polarización circular con conector de 1.85mm.

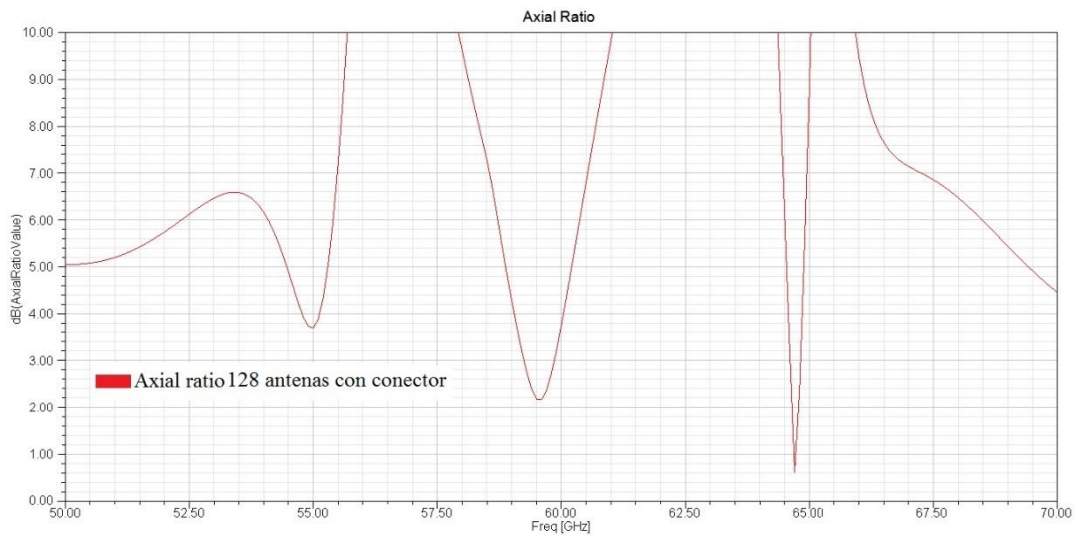


Figura 6.55: Axial ratio array de 256 antenas con polarización circular y conector de 1.85mm.

La figura 6.55 muestra el **axial ratio**, el cual se sitúa, a la frecuencia de 60 GHz, en un valor de **2.15 dB**. El ancho de banda ofrecido por el axial ratio y calculado mediante la ecuación 5.1, es del 5.33%.

Si comparamos el valor del axial ratio a la frecuencia de 60 GHz para los diseños con y sin conector, se observa como para el caso del diseño en el que se ha incluido el conector, se obtiene un valor más bajo para el axial ratio (2.15 dB) que el obtenido para el diseño que no incluía el conector (3.1 dB).

No obstante, el valor para el axial ratio sigue estando por encima del valor requerido en las especificaciones.

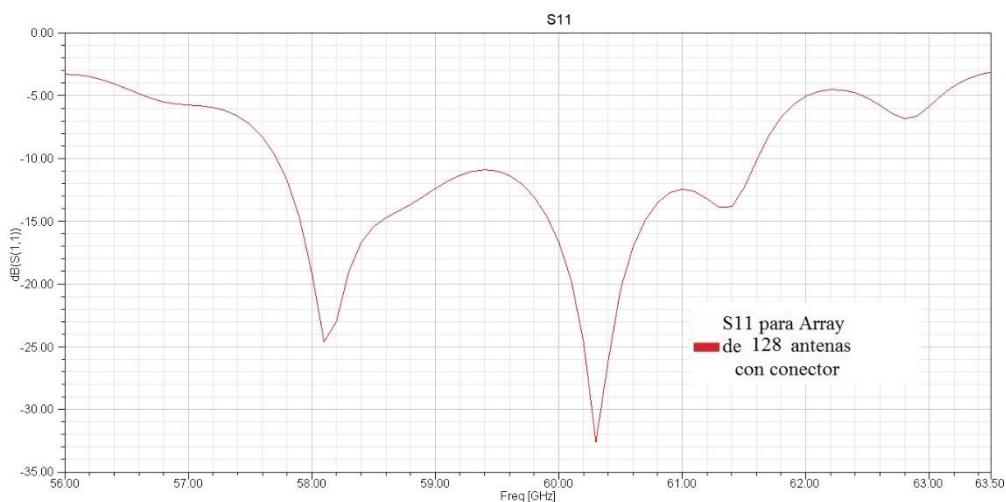


Figura 6.56: S₁₁ array de 256 antenas con polarización circular y conector de 1.85mm.

Si nos fijamos en la *figura 6.56*, se puede ver como el valor del S_{11} para la frecuencia de 60 GHz se encuentra situado en torno a los **-16.04 dB**.

El S_{11} se ha representado para un intervalo de frecuencias entre los 56 GHz y los 63.5 GHz, ya que para los extremos de la banda situados en 50 GHz y 70 GHz se produce un descenso del nivel de S_{11} , producido por el tipo de simulación, como se ha comentado anteriormente.

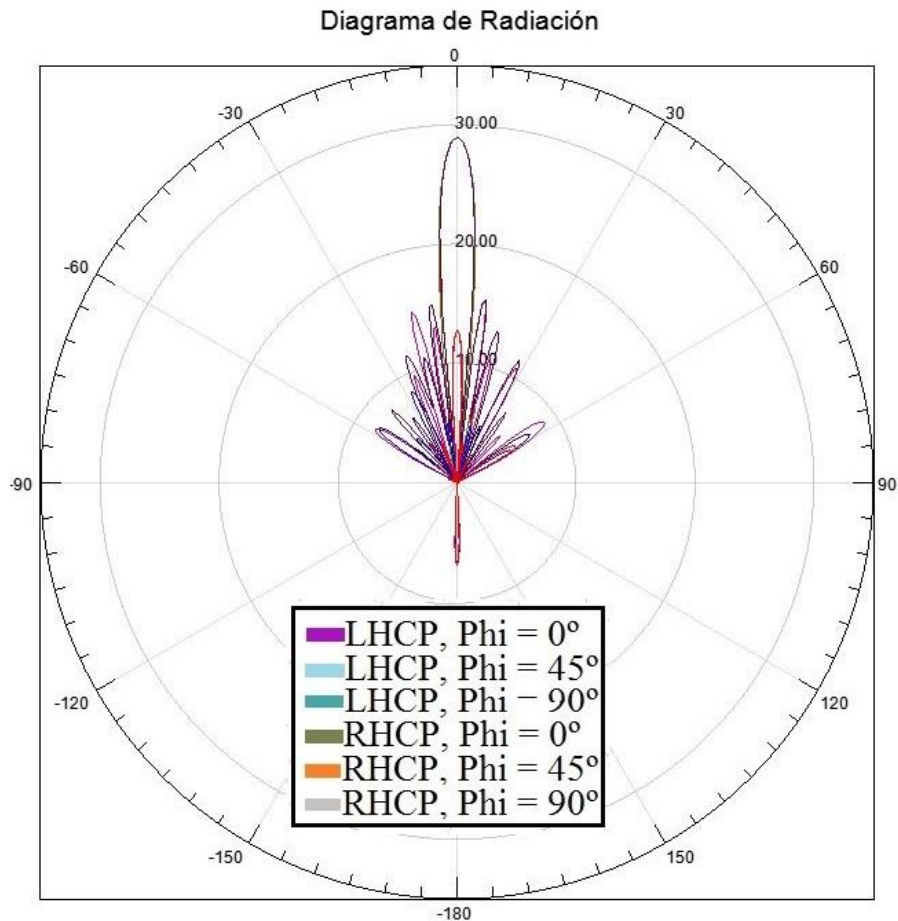


Figura 6.57: Diagrama de radiación array de 256 elementos con polarización circular y conector de 1.85mm.

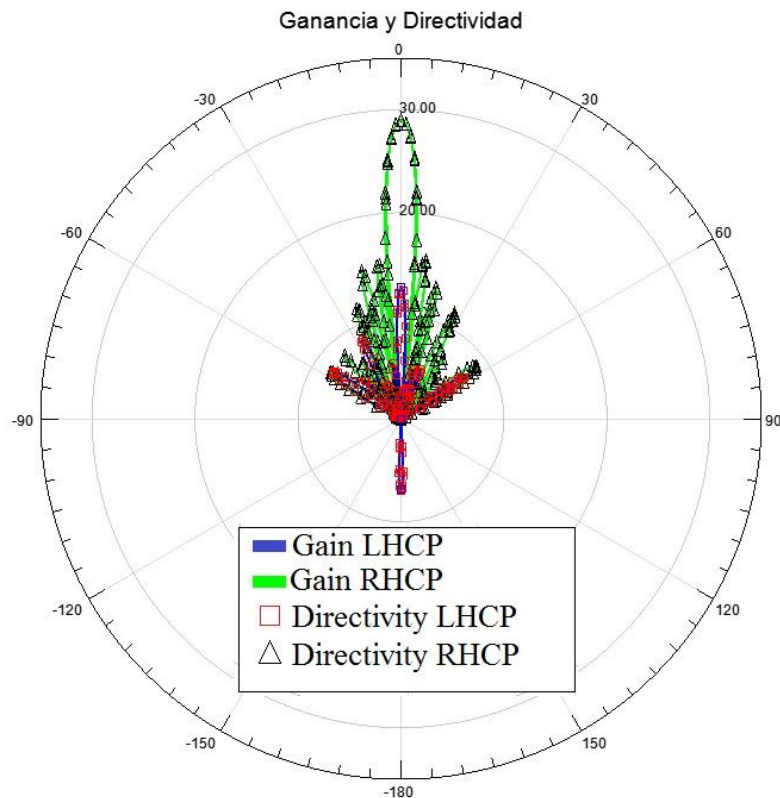


Figura 6.58: Ganancia vs directividad para array de 256 antenas parche con polarización circular.

La figura 6.58 muestra en un mismo gráfico, el diagrama de radiación de la directividad y el diagrama para la ganancia del array. A simple vista parece que ambos diagramas se solapan, pero, sin embargo, al realizar un zoom sobre la zona del lóbulo principal se observa lo mostrado en la figura 6.59:

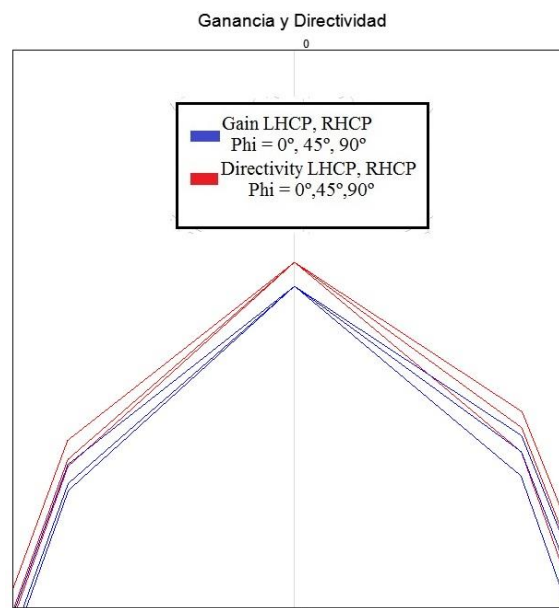


Figura 6.59: Zoom sobre el lóbulo principal.

Como se puede observar en la *figura 6.59*, ambos diagramas no se solapan perfectamente y es que, el diagrama para la directividad es ligeramente superior al de la ganancia, lo que indica que se están produciendo pérdidas, aunque cabe destacar, que dichas pérdidas se pueden considerar despreciables debido a la escasa distancia entre ambos diagramas.

El valor para la directividad es de 28.83 dB, tal y como se ha comentado anteriormente. El valor para la ganancia es de 28.94 dB. Con ambos valores se puede determinar la eficiencia de radiación

La **eficiencia de radiación** que presenta el diseño de 256 antenas parche microstrip con polarización circular, el cual se ha calculado mediante la *ecuación 5.5*, es del **99.32%**.

La **eficiencia de apertura**, calculada mediante el método llevado a cabo en el *apartado 5.9* del capítulo anterior, es del **42.21%**.

En la *figura 6.60* se puede ver un gráfico donde se refleja el aumento de la directividad a medida que se aumenta el número de parches del array:

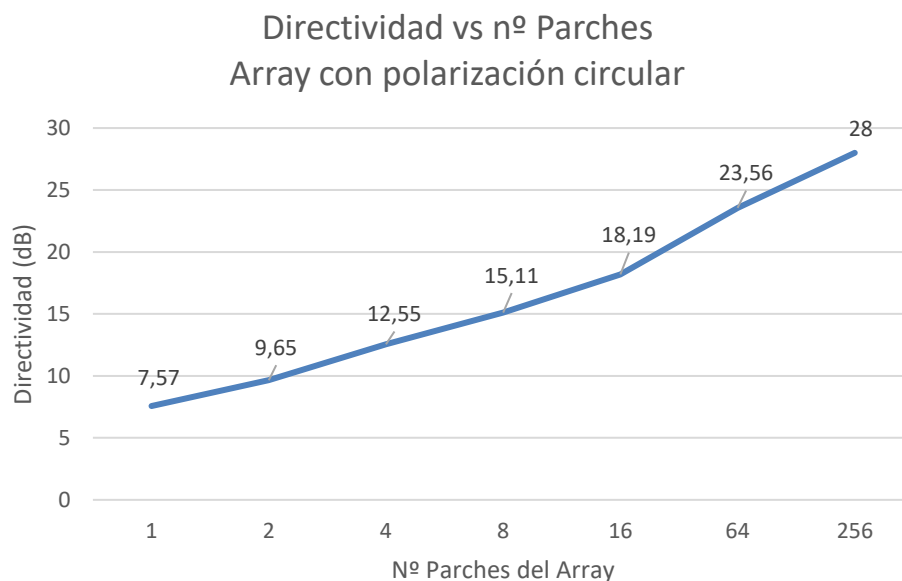


Figura 6.60: Directividad vs nº de parches en el diseño del array con polarización circular

Para intentar obtener un valor del axial ratio por debajo de 1 dB, se ha variado tanto la anchura del parche microstrip, así como la longitud del stub diagonal. Tras varias pruebas se ha encontrado que para un valor de anchura de parche de 1.46mm y una longitud para el stub diagonal de 0.53mm, el valor del **axial ratio** se sitúa en los **0.5518 dB**, para la frecuencia de 59.8 GHz, valor que se encuentra por debajo de 1 dB como imponen las especificaciones.

Dicho valor se puede ver en la *figura 6.61*:

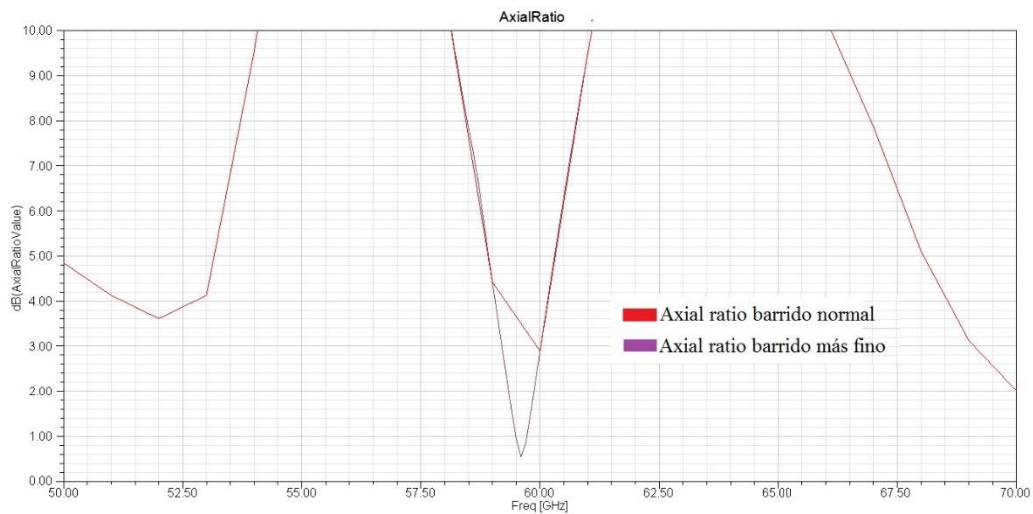


Figura 6.61: Axial ratio con anchura de parche de 1.46mm y longitud para el stub diagonal de 0.53mm.

En dicha figura se puede observar como para la frecuencia de 60 GHz, el valor del axial ratio se sitúa por encima de 1 dB. Habría que probar valores para la anchura del parche, valores que nos centren el axial ratio en 60 GHz.

Con estos resultados y visto que se ha alcanzado el valor para la directividad requerido, se da por finalizado el diseño para el array de antenas parche microstrip con polarización circular.

CAPITULO 7: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En el presente trabajo de fin de grado se ha realizado el diseño de dos arrays de antenas parche microstrip, uno de ellos linealmente polarizado y el otro con polarización circular. Se ha buscado que la directividad del lineal sea de 20 dBi, mientras que la del circular alcance los 27 dBi. Estos valores se han obtenido en base a requerimientos comerciales actuales.

Para el diseño de un array con polarización lineal y una directividad mínima de 20 dBi, se han empleado un total de 64 antenas parche microstrip obteniendo un valor final para la directividad de 21.91 dB.

En el diseño de un array con polarización circular con directividad en torno a los 27 dBi, se han empleado un total de 256 antenas parche obteniendo un valor final para la directividad de 28 dB, incluyendo las pérdidas introducidas por el conector de 1.85mm.

La distribución de corrientes uniforme, seleccionada en el diseño de ambos arrays, hace que la directividad sea máxima con la desventaja de obtener un nivel para los lóbulos secundarios elevado.

La alimentación por borde llevada a cabo en las antenas parche microstrip que conforman el array de 64 antenas con polarización lineal, es eficiente desde el punto de vista de fabricación e inserción en el array, sin embargo, se ha demostrado en el diseño de la antena parche simple mediante cavidad (ver *apartado 5.3.2, capítulo 5*), que la red de alimentación se radia en parte, lo que distorsiona el diagrama de radiación.

El valor final obtenido para el axial ratio en el array de 256 antenas parche microstrip con polarización circular ofrece un valor de 0.55 dB, el cual se sitúa por debajo del valor requerido en las especificaciones. Sin embargo, dicho valor se sitúa a una frecuencia cercana a los 60 GHz, ya que para dicha frecuencia, el valor del axial ratio se encuentra por encima del valor requerido.

El proceso de selección de los diferentes métodos y diseños realizados sobre otros que se han descartado, se ha hecho en base a la facilidad de fabricación en el futuro, así como a la facilidad con la que los diferentes elementos pueden ser integrados en el array correspondiente.

Tras realizarse el diseño y simulación mediante el software HFS así como las diferentes técnicas que se han descrito a lo largo de todo el proyecto, se puede concluir con que todas ellas son suficientes para conseguir los objetivos principales propuestos. Cabe destacar que existe un amplio abanico de posibilidades en el mundo del diseño y simulación de antenas en cuanto a softwares y herramientas disponibles se refiere.

Como objetivo principal del Trabajo de Fin de Grado, se ha mostrado la metodología a seguir en el diseño de arrays de antenas parche microstrip para alcanzar el valor de directividad deseado tanto si se desea polarización lineal como polarización circular.

Debido al elevado número de elementos microstrip presentes en cada uno de los dos arrays, ha sido necesario relajar las condiciones de simulación, así como realizar ciertas simulaciones en un ordenador más potente que el empleado normalmente. Cabe destacar que nunca se ha llegado a forzar ninguno de los ordenadores descritos.

Durante el desarrollo del proyecto se han detectado distintas posibilidades para poder continuar el trabajo, las cuales no han podido llevarse a cabo debido a la duración limitada en tiempo del mismo. Entre las líneas futuras de trabajo que se abren, destacan las siguientes:

Tras el diseño y simulación, el próximo paso sería el de fabricación y medición de los diferentes arrays, con el fin de ver si los resultados obtenidos mediante las simulaciones coinciden con los obtenidos mediante la medición.

Debido a que las dimensiones del array, tanto para polarización lineal como para la circular, son muy pequeñas, se deben estudiar diferentes técnicas de fabricación que nos permitan obtener el array de una forma óptima y con un error lo más pequeño posible. Una de las técnicas de fabricación que podría llevarse a cabo es mediante fotolitografía.

Para reducir el nivel de los lóbulos secundarios, se podría estudiar como afectarían al diseño la aplicación de una forma de distribución de corrientes diferente a la uniforme.

El estudio centrado en el diseño y fabricación de arrays de antenas parche microstrip en el rango de los 60 GHz abre una puerta hacia el futuro de las comunicaciones inalámbricas, no solo el tamaño tan reducido de los dispositivos, sino por su facilidad de implementación e infinidad de aplicaciones que este tipo de tecnología representa.

La tendencia hacia la alta frecuencia implica que el tamaño de las antenas sea cada vez más reducido, por lo que será necesario estudiar y emplear técnicas novedosas de fabricación, las cuales permitan explotar al máximo la zona de altas frecuencias. Se podría estudiar reducir el tamaño del array utilizando sustratos de mayor ϵ , siempre que la fabricación soporte los tamaños obtenidos.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Waterhouse, R.B. (Rodney B) “*Microstrip Patch Antennas: A Designer’s Guide*” Kluwer Academic Publishers. 2003
- [2] Juan Carlos Iriarte Galarregui, Proyecto Fin de Carrera, “*Diseño de antenas parche circulares polarizadas circularmente sobre substratos de cristales electromagnéticos en banda Ku*”, 2002
- [3] Angel Cardama Aznar, “*Antenas*” EDICIONES UPC, 2002
- [4] <http://www.radioenlaces.es/articulos/radioenlaces-a-60-ghz/>
- [5] Nan Guo, Robert C. Qiu, Shaomin S.Mo and Kazuaki Takahashi, “*60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results*” EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking
- [6] <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss/hfss-features#5>
- [7] <https://www.cst.com/Applications/Article/Microstrip-Patch-Array-Design>
- [8] <https://www.hindawi.com/journals/isrn/2012/132465/fig9/>
- [9] <http://www.rroij.com/open-access/review-of-broadband-techniques-formicrostrip-patch-antenna.php?aid=42078>
- [10] <http://www.globalspec.com/reference/70594/203279/2-7-impedance-axial-ratio-bandwidth>
- [11] Jose Avila Avellan, Proyecto Fin de Carrera, “*Diseño de un array con polarización circular*”, 2009.

-
- [12] <http://docplayer.net/4388454-Design-of-ultra-small-microstrip-patch-antenna-for-wireless-communication-applications.html>
- [13] <http://www.gigahertz.es/glosario.html>
- [14] <http://www.directindustry.es/prod/ansys/product-9123-504436.html>
- [15] <http://pubs.sciepub.com/ajeec/3/4/2/>
- [16] <http://www.emtalk.com/mscalc.php>
- [17] <http://mpd.southwestmicrowave.com/products/product.php?need=endLaunch&item=55>