

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

Diseño de un array de antenas parche con alimentación en serie a 60GHz



**Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación**

Trabajo Fin de Grado

Autor: José Manuel Nieto Escribano

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 10 enero de 2018



Resumen

En la Sociedad de la Información todo necesita comunicarse. Sectores tan diversos como Agricultura, Deporte, Salud, Industria, Ocio, etc. necesitan de sistemas que hagan posible la distribución de información que en estos ámbitos se genera. Consecuencia de ello es el crecimiento exponencial de tecnologías que emplean comunicaciones inalámbricas y la necesidad de tener cada vez más capacidad de transmisión de datos obliga a que el desarrollo de nuevos componentes que lo hagan posible esté en constante evolución.

Es por ello y por la congestión producida en el espectro de frecuencias que la irrupción en las comunicaciones inalámbricas de sistemas que trabajan en las bandas de ondas milimétricas ha sido muy fuerte.

Este proyecto se plantea como la continuación al diseño de una agrupación de antenas parche *microstrip* con polarización lineal, a la frecuencia de 60GHz, que empleando una alimentación en paralelo de sus elementos posee en su diagrama de radiación unos lóbulos secundarios demasiado grandes.

Para este diseño se estudia la alimentación en serie de las antenas parche de la agrupación. Con este método de alimentación se consigue que la distribución de corrientes que alimentan las antenas no sea uniforme, es decir, que a mayor distancia de la antena al centro del array menor potencia recibida por la misma y por lo tanto menor potencia radiada. Así se logra reducir el nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación.

Para obtener el diseño final se comienza por el diseño y simulación de una antena parche *microstrip* simple y se irán añadiendo antenas parche a dicho diseño hasta alcanzar una agrupación que proporcione una directividad de 21dB y una relación entre el lóbulo principal y secundario de 12dB, que son las especificaciones fijadas para este proyecto.

El diseño final constará de una agrupación de 36 antenas parche alimentadas en serie sobre un sustrato dieléctrico Rogers 5880 con 0.254mm de altura.

Abstract

In the Information society communications are the key point. Sectors as diverse as Agriculture, Sport, Health, Industry, Leisure, etc. need from systems that they make possible the distribution of information that in these areas is generated. Therefore, the exponential growth of technologies that use wireless communications and the need to have more capacity of information transmission forces the constant evolution of technology, being important new components development.

This evolution and the congestion produced in the spectrum of frequencies that the irruption in the wireless communications of systems that are employed at the bands of millimetre-length waves.

This project appears as the continuation to the design of *microstrip* patch antennas array with linear polarization, at 60GHz, that using a parallel fed of his elements it possesses in his radiation pattern a few secondary too big lobes.

In this work patch antenna arrays fed by series method are studied. With this feeding method a non-uniform distribution will be obtained, presented lower power the antennas which are at the edges of the array. Therefore, reduce the level of the secondary lobes of radiation pattern.

Initially a simple *microstrip* patch antenna will be designed upgrading it with the inclusion of new patches following serial feed method to reach a directivity of 21dB and a relation between the principal and secondary lobe of 12dB.

The final design will consist of a group of 36 series fed patch antennas on a Rogers 5880 dielectric substrate with a height of 0.254mm.

Palabras clave

- DISEÑO
- ARRAY
- ANTENA PARCHE
- MICROSTRIP
- SUSTRATO DIELECTRICO
- ALIMENTACIÓN EN SERIE
- DIRECTIVIDAD
- POLARIZACIÓN LINEAL
- NLPS

Índice

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	9
1.1 Tecnología microstrip.....	9
1.2 Antenas parche	9
1.3 Array de antenas parche	11
1.4 Banda de frecuencias y 5G	12
1.5 Especificaciones del proyecto	13
1.6 Procedimiento para el diseño	14
CAPÍTULO 2: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP	16
2.1 Antenas Microstrip: Características y funcionamiento	16
2.2 Métodos de análisis.....	18
2.2.1 Modelo de línea de transmisión.....	18
2.3 Métodos de alimentación	21
2.3.1 Alimentación directa.....	22
2.3.2 Alimentación por proximidad.....	24
2.3.3 Alimentación por apertura.....	24
CAPÍTULO 3: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LOS ARRAYS DE ANTENAS.....	26
3.1 Introducción: Qué es un array y objetivos	26
3.2 Campos radiados por arrays de antenas.....	26
3.2.1 Array lineal con espaciado constante.....	27
3.2.1.1 Distribuciones de corrientes.....	31
3.2.1.1.1 Distribución uniforme.....	31
3.2.1.1.2 Distribución triangular.....	33
3.2.1.1.3 Distribución binómica.....	34
3.2.2 Arrays Bidimensionales.....	36
3.2.2.1 Distribución uniforme.....	37
3.3 Métodos de alimentación de los arrays	37
3.3.1 Alimentación en serie.....	37
3.3.2 Alimentación en paralelo.....	39
3.3.3 Comparación de los diferentes métodos.....	40
CAPÍTULO 4: PRINCIPIOS BÁSICOS SOBRE POLARIZACIÓN	41

CAPÍTULO 5: DISEÑO DE ARRAY DE ANTENAS PARCHE ALIMENTADAS EN SERIE CON POLARIZACIÓN LINEAL	44
5.1 Introducción	44
5.2 Cálculo de las dimensiones del parche <i>microstrip</i>	45
5.3 Diseño de antena parche <i>microstrip</i> simple.....	46
5.4 Diseño de array de 2 antenas parche <i>microstrip</i>	49
5.5 Diseño del array de 4 antenas parche en paralelo.....	55
5.6 Diseño del array de 4 parche alimentados en serie	59
5.7 Diseño del array de 8 antenas parche alimentadas en serie	62
5.8 Diseño del array de 16 antenas parche alimentadas en serie	66
5.9 Diseño del array de 36 antenas parche alimentadas en serie	71
5.10 Divisor de potencias 3dB con sonda coaxial	77
5.11 Diseño del array de 36 antenas parche alimentadas con sonda coaxial	80
5.12 Diseño del array de 36 antenas parche con alimentación en serie y conector coaxial. .	84
CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.....	88
BIBLIOGRAFÍA.....	89

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

En este capítulo se exponen a modo de resumen las características y objetivos del proyecto, así como la tecnología empleada para su diseño y las herramientas empleadas empleado para su análisis y simulación.

Se realizará una breve contextualización de este proyecto en el ámbito de la quinta generación de comunicaciones móviles.

1.1 Tecnología microstrip

Este proyecto tratará sobre el diseño de una agrupación de antenas parche *microstrip*.

Una línea de transmisión *microstrip* consiste en una línea de un material conductor colocado sobre un sustrato dieléctrico con un plano de masa en su cara inferior. Las dos propiedades de la tecnología *microstrip* fundamentales para un diseño de radiofrecuencia serán su velocidad de propagación y su impedancia característica. La propagación de la energía por la línea *microstrip* no es contenida todo el tiempo en el sustrato dieléctrico por lo que se dirá que la onda viaja en un medio no homogéneo.[13]

Al ser estructuras muy abiertas tienen amplias pérdidas por radiación, especialmente en sustratos con baja permitividad.[1]

Las antenas parche o antenas *microstrip* utilizan esta tecnología.

1.2 Antenas parche

Las antenas parche se han convertido en una de las soluciones más versátiles para los sistemas que requieren de un elemento radiante. Este tipo de antenas está dentro del grupo de las antenas impresas, es decir, elementos radiantes que utilizan procesos de fabricación de circuitos impresos para desarrollar su estructura.[2]

De todos los tipos de antenas impresas son las más populares debido a su fácil integración, a su reducido coste debido a su posible producción en masa y son fáciles de adaptar con otros circuitos integrados. Se ven implementadas en varios sectores tales como aeronáutica, satelitales, defensa, comunicaciones inalámbricas, etc. En general, para aplicaciones en las que se requiera trabajar a altas frecuencias.

Una antena parche estará formada por una línea de un material conductor y estará alimentada por una línea de transmisión comúnmente del mismo material. Ambas partes estarán situadas en la cara superior de un sustrato dieléctrico en cuya cara inferior se colocará un plano de masa, como se ha comentado en el apartado anterior.

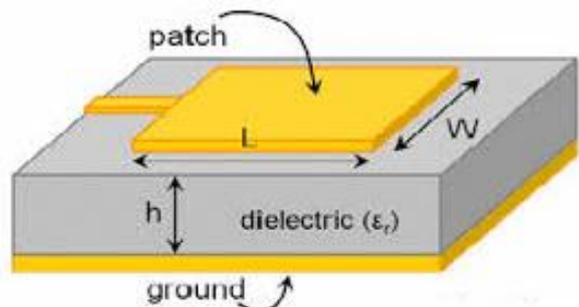


Figura 1.1 Aspecto de una antena parche simple.

Se pueden encontrar múltiples formas para el diseño del parche (triangulares, circulares, anillo, elípticas, etc.) y si la aplicación lo requiere, se podrán formar agrupaciones de antenas con las que conseguir las prestaciones que se requieran.

El patrón de radiación de una antena parche es omnidireccional, aunque la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal debido al plano de masa colocado en la cara inferior del sustrato, el cual bloquea radiación hacia la parte inferior de la antena. [1]

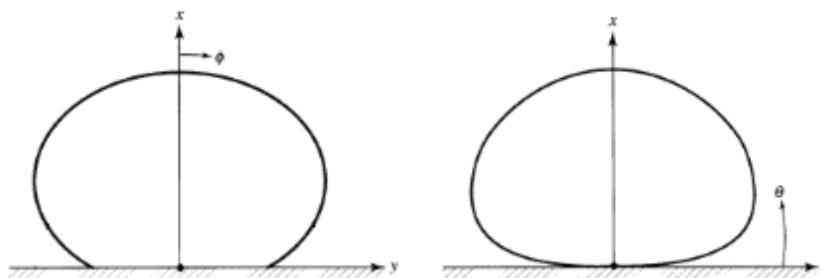


Figura 1.2 Patrón de radiación de antena parche simple.

Campo eléctrico(izq.) y campo magnético(dcha.).

Las ventajas que presentan las antenas parche *microstrip* serán:

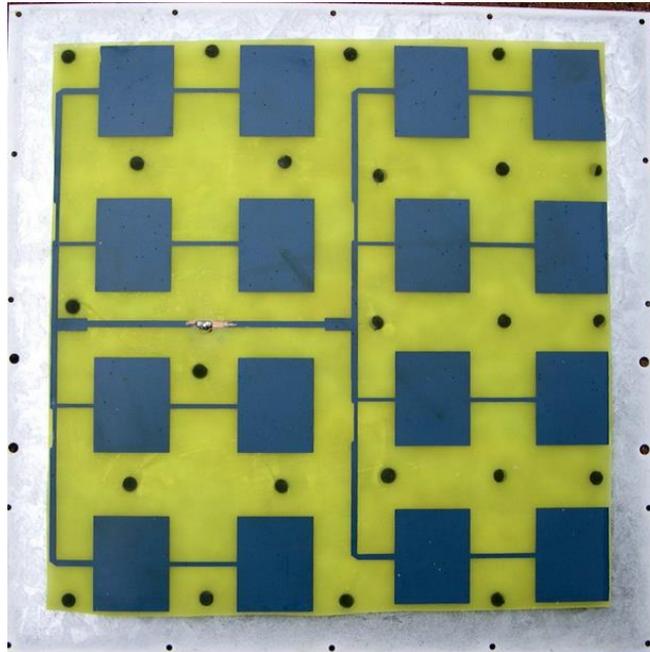
- **Tamaño y perfil:** El volumen de una antena parche es relativamente pequeño comparado con otras antenas. Además, el grosor del sustrato dieléctrico es también muy pequeño, del orden de $0.05\lambda_0$ lo que facilita su integración.[2]
- **Facilidad de fabricación y bajo coste:** Como ya se ha comentado, una antena parche es una antena impresa sobre una superficie lo cual supone que su fabricación no sea compleja y se puedan fabricar en grandes cantidades lo cual reduce su coste.
- **Eficiencia:** Las antenas parche son radiadores eficientes. Se les atribuye esta característica al hecho de que son radiadores de tipo resonante.[2]

Pero a pesar de las múltiples ventajas que presentan, también poseen una serie de desventajas:

- **Ancho de banda de impedancia:** En su forma convencional, el ancho de banda de impedancia de una antena parche, que es el rango de frecuencias para el cual se tiene una buena adaptación de impedancias y por tanto una mayor eficiencia de radiación es considerablemente estrecho, del orden del 2%-3% de la frecuencia de operación. Esto se atribuye a la naturaleza resonante de la antena y a lo estrecho que puede ser el sustrato dieléctrico empleado. Aumentando el grosor del sustrato, se puede aumentar el ancho de banda.[2]
- **Excitación de ondas de superficie:** Por el mero hecho de utilizar un sustrato dieléctrico, la antena parche excitará siempre una onda superficial TM_0 , a menos que el material que se utilice sea aire. Las ondas superficiales sufrirán una reflexión interna total, de forma que permanecen en el sustrato. Entonces, estas ondas toman parte de la señal enviada y por tanto aumentan las pérdidas, que se traduce en una reducción de la eficiencia de la señal.[1][2]
- **Rendimiento en la radiación:** Usualmente el rendimiento en la radiación de una antena parche *microstrip* es bueno y conseguir una polarización dual es sencillo, aunque hay casos en los que esta tecnología no cumple con los requisitos del sistema.[2]

1.3 Array de antenas parche

Aunque una antena parche *microstrip* simple tenga buenas propiedades, como una directividad de 7.5dBi aproximadamente y un gran ancho de banda de radiación en sus dos planos, no serán suficientes para lo que se requiere en los sistemas de hoy en día, por ello, y gracias a su facilidad para poder ser combinada con otras antenas parche, se diseñan agrupaciones de estas antenas con las que se procura poder modelar el diagrama de radiación y obtener mayores directividades.

Figura 1.3 Array de antenas parche *microstrip*.

1.4 Banda de frecuencias y 5G

Como se ha comentado anteriormente, el diseño trabajará a una frecuencia de 60GHz. Esta frecuencia se sitúa en la banda EHF (Extremely High Frequency). Esta banda comprende las frecuencias que van desde 30 a 300GHz y cuyas longitudes de onda van desde 1 a 10 mm, banda que se denomina banda u onda milimétrica. Para justificar la elección de esta frecuencia de trabajo, habrá que contextualizar la situación de las comunicaciones móviles e inalámbricas actualmente. La quinta generación de las tecnologías de telefonía móvil se sitúa en un futuro muy próximo. Esta quinta generación está basada en sistemas basados en ondas milimétricas por lo que trabajarán en la banda de frecuencias antes comentada.

La elección de esta banda de frecuencias reside en el deseo de alcanzar capacidades de transmisión y a la cierta libertad que hay en ella debido a la disponibilidad que hay para su uso. Las capacidades de transmisión pueden llegar a los 5Gbps en canales de 5GHz de ancho de banda, según los últimos estudios publicados por la compañía *Ericsson*. [14]

En España, el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias detalla la utilización de la banda de 60GHz para sistemas de aplicaciones de banda ancha y corto alcance para transmisión de datos a muy alta capacidad tanto en espacios exteriores como en espacios interiores.

Las antenas empleadas en los enlaces de sistemas que utilizan esta banda de frecuencias poseen anchos de haz muy estrechos, algo que se consigue con el diseño de una agrupación de antenas parche *microstrip*. [2]

Como se ha comentado anteriormente, a estos sistemas se les denominarán “de corto alcance” al poseer un pequeño radio de cobertura y una escasa capacidad de penetración de obstáculos al tratarse ondas milimétricas.

La principal causa de esto serán las elevadas pérdidas de propagación (de en torno a 15 dB/km) que sufrirán las señales debido a que en torno a estas frecuencias, la molécula de oxígeno presenta un pico de absorción.

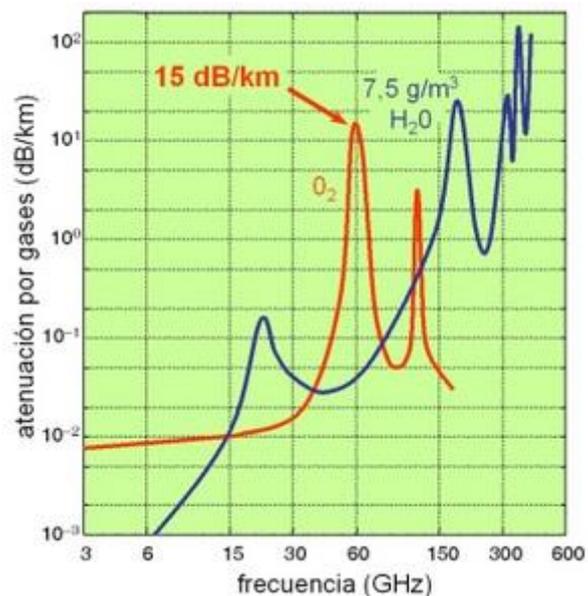


Figura 1.4 Gráfica de las pérdidas de propagación por gases atmosféricos.

Estas pérdidas que hacen que el radio de cobertura se reduzca considerablemente, presentarán también una serie de ventajas. Al tratarse de enlaces de corto alcance, se consigue reducir las interferencias y aumentar la seguridad de estos.

1.5 Especificaciones del proyecto

En este proyecto se pretende diseñar una agrupación de antenas parche *microstrip* que trabaje a una frecuencia de 60GHz. Esta agrupación de antenas parche se diseña para que emita con una polarización lineal que alcance una directividad de aproximadamente 21dBi y una

relación de los lóbulos principal y secundario (NLPS) de 12dB. La agrupación se va a diseñar y simular con el software ANSYS HFSS *Electronics*, utilizando un sustrato dieléctrico de tipo Rogers 5880 de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$ y con una altura de $h=0.254\text{mm}$, que estará disponible en el laboratorio.

Parámetros	Especificaciones
Sustrato	Rogers 5880
Constante dieléctrica	$\epsilon_r = 2.2$
Altura del sustrato	$h=0.254\text{mm}$
Frecuencia	60GHz
Polarización	Lineal
Directividad	21dBi
NLPS	12dB

Tabla 1.1. Especificaciones de diseño para la agrupación de antenas parche.

Con estas especificaciones se busca disminuir el nivel de los lóbulos laterales en agrupaciones de antenas parche si se comparan con diseños previos realizados en el Grupo de Antenas de la Universidad Pública de Navarra, en los que la distribución de campo utilizada en las agrupaciones era uniforme.

1.6 Procedimiento para el diseño

Una vez claras las especificaciones que se piden de la agrupación, se procede a su diseño.

En primer lugar, se calcularán las dimensiones para que la antena parche resuene a la frecuencia de 60GHz. El tamaño de esta y del diseño en general lo marcarán la frecuencia de trabajo, la constante dieléctrica del sustrato y la altura de este. Una vez conocida la dimensión de la antena parche se diseñará la línea que la excite procurando una buena adaptación de impedancias entre ambas.

Se mostrarán principalmente el valor del S_{11} y el diagrama de radiación. Si se obtiene una adaptación convincente y un diagrama de radiación cuyo máximo se aproxime al supuesto teórico, se avanzará con el diseño.

A continuación, se pasa a diseñar el primer array de dos antenas y con ello el estudio y diseño del divisor de potencia que distribuye la energía a las antenas. Con el array de dos parches listo, se diseña el array de cuatro antenas parche. Habrá que diseñar una línea de excitación específica para que los cuatro parches radien en fase. Como la alimentación del array escogida para este proyecto es una alimentación en serie, se diseñará un array de cuatro parches con esta alimentación para estudiar los tamaños de las líneas de excitación de los parches.

Obtenidos unos resultados convincentes, se procede a diseñar un array de ocho antenas parche compuesto dos subarrays de cuatro parches alimentados en serie.

Conforme aumenta el número de antenas de la agrupación, se observa como el diseño se acerca a especificaciones establecidas. El próximo diseño constará de un array de dieciséis parches se acercará a esos 21 dBi de directividad y 12dB de relación entre el lóbulo principal y el secundario.

Como diseño final, se tendrá un array de treinta y seis antenas parche. Se observa que conforme se ha ido avanzando en el diseño del array, el número de antenas se duplicaba. En este último diseño no será así por cumplir una simetría y disponer del mismo número de antenas a lo largo del eje x que a lo largo del eje y.

CAPÍTULO 2: PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

En este capítulo se analizarán las características, comportamiento teórico, métodos de análisis y formas de alimentación de las antenas parche *microstrip*.

2.1 Antenas Microstrip: Características y funcionamiento

Las antenas parche están basadas en la tecnología *microstrip*. Dicha tecnología es descendente de la tecnología *stripline*, que eran circuitos constituidos por una tira delgada sobre un dieléctrico, el cual poseía dos capas metalizadas en el exterior, una en su parte posterior y otra en su parte inferior.[1]

La diferencia entre ambas tecnologías es que en las líneas *microstrip* se retira la capa metalizada superior del dieléctrico. [1]

Centrándose ya en las antenas parche diseñadas con esta tecnología, se basan en una tira conductora de largo L , ancho W situada sobre la cara superior de un sustrato dieléctrico de permitividad relativa ϵ_r y grosor h . En la cara inferior de este sustrato dieléctrico se encuentra la capa metalizada que actúa como referencia a tierra.[1]

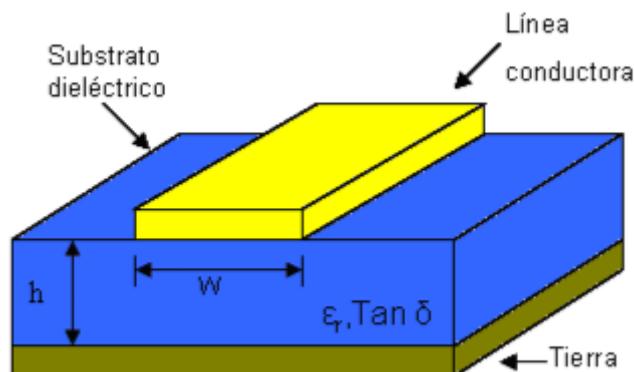


Figura 2.1 Estructura de una antena parche.[1]

Obviamente, las medidas de una antena parche no se escogen de forma aleatoria. Se diseñarán teniendo en cuenta las siguientes especificaciones:

- El grosor del dieléctrico, h , debe ser muy delgado, de forma que $h \ll \lambda_0$, siendo λ_0 la longitud de onda de la señal en espacio libre.
- La longitud de la antena parche puede variar depende de la forma escogida para su diseño. Las formas pueden ser cuadrados, rectángulos, circulares, triangulares etc. Para una antena parche de forma rectangular, $L = \lambda_g/2$.
- La permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico deberá tener un valor bajo, ya que conforme aumenta, las pérdidas de un diseño basado en tecnología *microstrip* también lo harán. Es por ello que $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

El funcionamiento de una antena parche comenzará cuando se le aplique una tensión a esta o a la línea de transmisión que lo alimenta que hará que se excite un modo sobre él y generando campos eléctricos entre el parche y la capa de referencia tierra.[2]

Al tener el parche una longitud de $L = \lambda_g/2$ y al ser el campo radiado por los bordes, los campos estarán separados por este valor, lo que hará que se produzca una interferencia constructiva creando una antena resonante eficiente. Dicha eficiencia la determinarán el grosor del sustrato, h , y la permitividad eléctrica relativa, ϵ_r . [2][3]

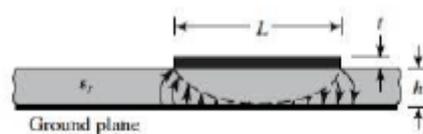


Figura 2.2 Líneas de campo entre el parche y tierra.[3]

Interesará que la antena parche esté adaptada con su puerto de alimentación para que la potencia incidente sea transmitida casi en su totalidad para que así la radiación de potencia sea máxima y las pérdidas mínimas. La impedancia de entrada es la relación entre la tensión y la corriente presente en el puerto de alimentación.[4]

Cuando el puerto de alimentación está próximo al borde de la antena se apreciará un alto voltaje y una corriente mínima debido a la alta impedancia de entrada. Cuando el punto de alimentación se encuentra en el centro de la antena parche microstrip, la impedancia será próxima a cero, por lo que el voltaje será mínimo y la corriente máxima. Por lo tanto, la posición del puerto de alimentación de la antena será un factor importante a la hora de determinar la impedancia de la antena. [2]

Por tanto, la impedancia de entrada dependerá de la posición del puerto de alimentación, pudiéndose ver reducida, por ejemplo, utilizando alimentación mediante cavidad.

2.2 Métodos de análisis

El análisis de este tipo de antenas se puede llevar a cabo mediante una serie de métodos dependiendo la precisión y sencillez que se busque. Habrá un compromiso precisión-sencillez que se deberá resolver según el tipo de análisis que se desee.[1]

Existen varios métodos para el análisis de antenas tipo parche, pero principalmente se encuentran 3 categorías: *modelos empíricos*, *modelos semi-empíricos* y *modelos de onda completa*. [5][6][7]

El modelo empírico, que es en el que se centrará el proyecto, es el método menos preciso, pero más sencillo. Su análisis se basa en la suposición de conceptos y estructuras sin considerar irregularidades en parámetros. Pueden tener buena precisión en frecuencias de trabajo menores de 30GHz y a partir de esta frecuencia los modelos presentarán imprecisiones. A pesar de ello son importantes para realizar diseños que formen una base sobre la que partir además de aportar un buen sustento para llevar a cabo diseños en rangos superiores a las ondas milimétricas ya que muchos análisis pueden ser llevados a cabo en rangos de microondas y utilizar escalas para diseños a más altas frecuencias.[1]

Los dos principales modelos empíricos son:

- Modelo de línea de transmisión.
- Modelo de cavidad resonante.

Este diseño utilizará el modelo de línea de transmisión que llevará a cabo una aproximación rápida que se verá complementada con el software HFSS.[1]

2.2.1 Modelo de línea de transmisión

Este modelo presenta una gran facilidad de diseño, pero es el menos preciso y únicamente se puede utilizar en antenas parche cuya forma sea rectangular o circular. Se basa en considerar los bordes de la antena parche como aperturas de dimensiones $W \times \Delta L$ que radian campos EM. La longitud, L , del parche se elige para que la radiación de ambas aperturas se sumen en fase. $L = \lambda_g / 2$. [1][8]

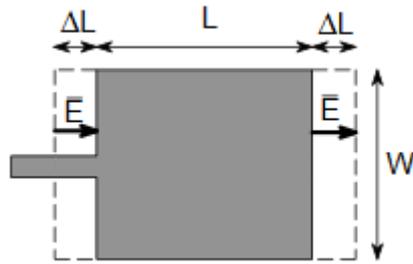


Figura 2.3 Dimensiones antena parche.[8]

El circuito equivalente de este modelo considera las aperturas como admitancias complejas compuestas por una conductancia, G , y una susceptancia, B , en paralelo.[1]

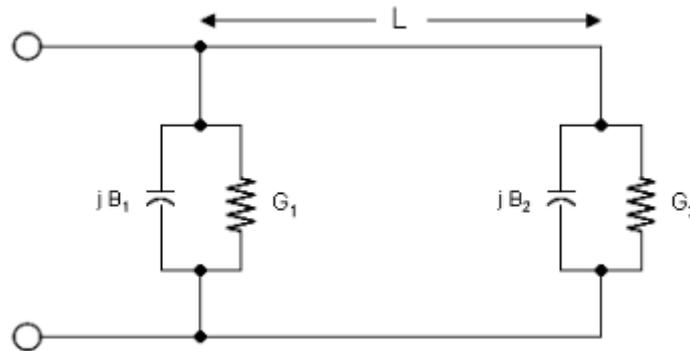


Figura 2.4 Modelo de línea de transmisión de un antena parche.[1]

La distribución de campo en los bordes de una antena parche presenta *fringing effects* que forman líneas de radiación como se muestra en la figura 2.5

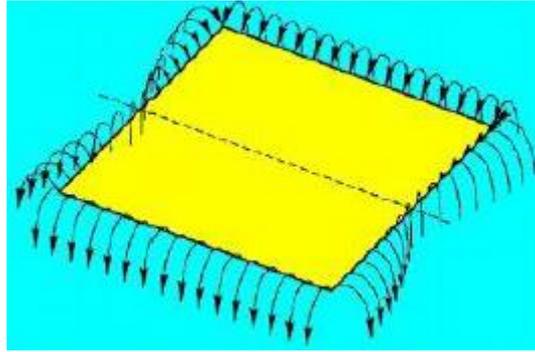


Figura 2.5 *Fringing effects* en una antena parche.[1]

Los *fringing effects* dependerán de la frecuencia de trabajo y del sustrato dieléctrico utilizado y provocan que las dimensiones efectivas de una antena parche no coincidan con las dimensiones físicas. Además, como los *fringing effects* están presentes en dos medios diferentes en una antena microstrip (aire y sustrato dieléctrico) la distribución de los campos serán diferentes y habrá que suponer una permitividad eléctrica relativa ϵ_{ref} que combine las permitividades eléctricas de ambos medios y así poder asumir que la antena se encuentra en un único medio con dicha permitividad eléctrica.[1]

Después de considerar esto, se procede al cálculo de las dimensiones efectivas de la antena parche siguiendo los siguientes pasos:

1. Los parámetros más importantes y que marcarán el diseño son[1]:
 - f_r (frecuencia de trabajo)
 - ϵ_r (permitividad eléctrica del sustrato)
 - h (grosor del sustrato)
2. Se calcula la anchura efectiva de la antena parche.[1]

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

Ecuación 2.1

3. Se obtiene la permitividad eléctrica efectiva mediante la ecuación[1]:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W}\right]^{-1/2} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

4. Se obtiene la extensión ΔL que permitirá calcular posteriormente la longitud real de la antena parche.[1]

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{ref} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad \text{Ecuación 2.3}$$

5. Se obtiene la longitud real del parche una vez calculada su longitud efectiva.[1]

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad \text{Ecuación 2.4}$$

Este será el proceso para diseñar antenas parche utilizando el modelo de línea de transmisión, el cual proporciona una buena aproximación, pero presenta un defecto, y es que al generar un ancho de antena mayor que la longitud para lograr mayor radiación, la eficiencia disminuye al excitar la parte menos larga de la antena.[1]

2.3 Métodos de alimentación

En este apartado se discutirán los diferentes tipos de alimentación que puede tener una antena parche. Se describirán sus características así como sus ventajas y desventajas.

Cabe recordar que la antena parche y su línea de alimentación deben de tener una buena adaptación de impedancias para que la potencia incidente sea transmitida casi en su totalidad y así lograr una radiación de potencia máxima, por lo que se está hablando que será uno de los puntos más importantes del diseño.

Se pueden distinguir 3 tipos de alimentación: alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura.[1]

2.3.1 Alimentación directa

Consiste en un contacto directo entre la alimentación y la antena parche. Puede ser el método más sencillo, pero su desventaja reside en que no se puede optimizar por separado el esquema de alimentación y de la antena puesto que se trabaja en un mismo sustrato. Habrá un compromiso entre las características esperadas de radiación y las características esperadas de la alimentación.[1]

Se distinguen en esta categoría 2 métodos:

- Alimentación por *microstrip*: consiste en conectarle a la antena parche la línea *microstrip* directamente. Será el más sencillo de implementar, pero presenta un bajo ancho de banda y acoplamiento. Se puede conectar la línea directamente a un borde de la antena parche y alimentándola. Será la posición de la línea respecto de la antena la que determine el acoplamiento de impedancias. También será posible conectar la línea *microstrip* por medio de inserciones y será la profundidad de esta inserción la que determinará el acoplamiento de impedancias.[1]

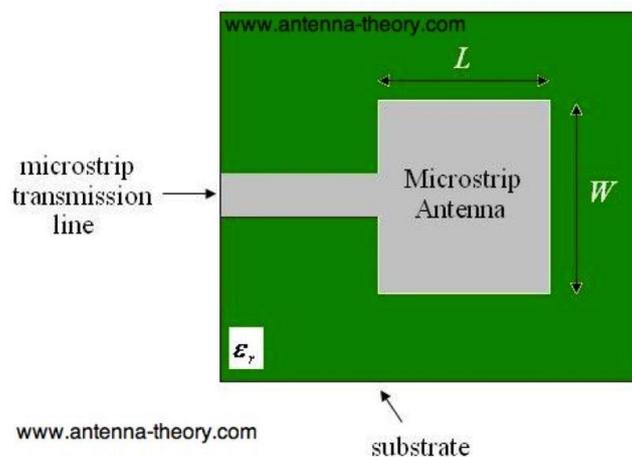


Figura 2.6 Alimentación por línea microstrip conectada al borde del parche[9]

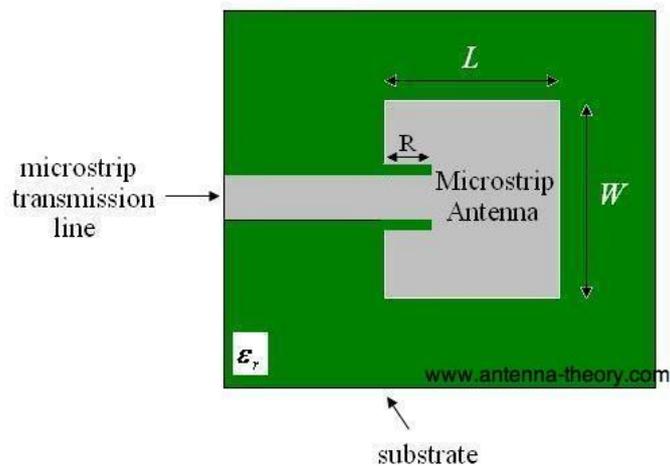


Figura 2.7 Alimentación por línea microstrip insertada al parche[9]

- Alimentación con sonda coaxial: consiste en hacer que el *pin* del cable coaxial alimente directamente a la antena parche. La impedancia dependerá de la posición en la que se conecte el *pin* en la antena. Presentará una buena eficiencia, ya que la alimentación esta en contacto directo con la antena y el resto del sistema de alimentación aislado. Es un método bastante complejo, ya que el *pin* debe atravesar el sustrato y estar soldado ala antena parche para un correcto funcionamiento.[1]

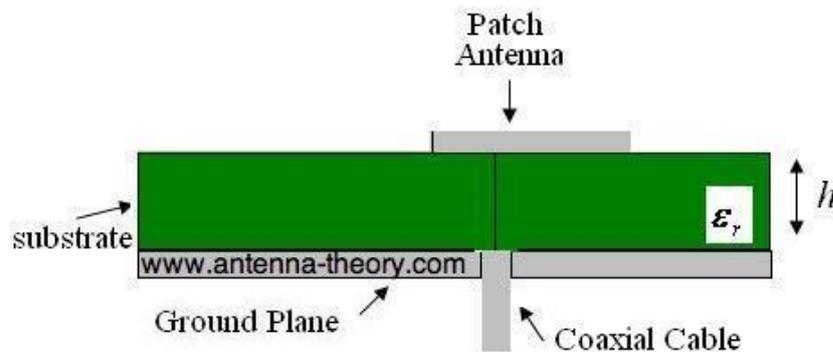


Figura 2.8 Alimentación con sonda coaxial[9]

2.3.2 Alimentación por proximidad

En este método, la línea de alimentación no estará en contacto directo con la antena. Estará basado en el acoplamiento electromagnético. Constará de una antena parche sobre un sustrato dieléctrico y en la parte inferior de este sustrato, otro sustrato dieléctrico sobre el que está la línea de alimentación. En la cara inferior de este último sustrato dieléctrico se situará el plano de tierra. La ventaja reside en que al haber dos sustratos dieléctricos, se pueden variar sus características para adaptarlos a sus estructuras. Para el sustrato que contiene la antena parche, sustratos más anchos con permitividades eléctricas más bajas y para el sustrato que contiene la alimentación, sustratos delgados con permitividades eléctricas más altas.[1]

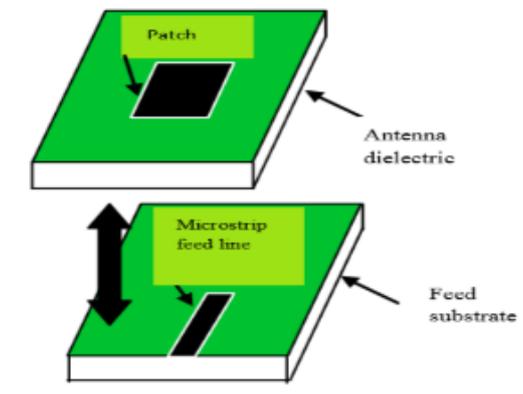


Figura 2.9 Alimentación mediante proximidad.[10]

2.3.3 Alimentación por apertura

El método de apertura, como el de proximidad, utiliza dos sustratos dieléctricos, uno para la antena y otro para la alimentación. Contará de ambos sustratos dispuestos de tal forma que los separe el plano de tierra, que tendrá una pequeña apertura a través de la cual pasan los campos que alimentan a la antena. La posición de la apertura y su tamaño influye en la impedancia y el acoplamiento de la antena.

La principal ventaja respecto a la alimentación por proximidad es que al estar separadas la línea de transmisión y la antena por un plano de tierra, la radiación que interfiere de una a otra es mínima.

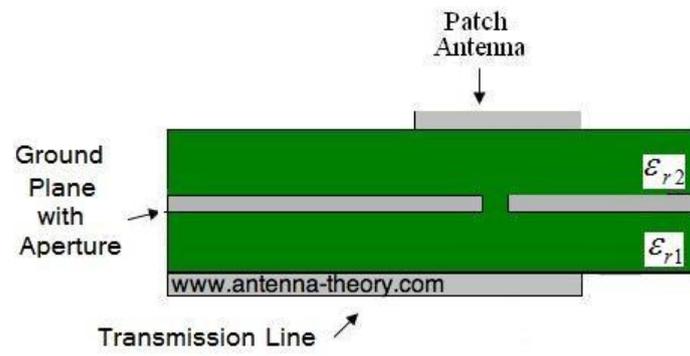


Figura 2.10 Alimentación mediante apertura[10]

CAPÍTULO 3:

PROPIEDADES FUNDAMENTALES DE LOS ARRAYS DE ANTENAS

En este capítulo se definirán los arrays de antenas y los objetivos que se pretenden conseguir con estos, así como sus propiedades. Se discutirán también las diferentes formas de alimentación de elementos en un array profundizando en la alimentación en serie, que será la que utilice en este diseño.

3.1 Introducción: Qué es un array y objetivos

Un array de antenas es una antena compuesta por varios elementos radiantes, comúnmente de iguales dimensiones, ordenados de forma regular o periódica.

Se recurre a estos diseños con el fin de aumentar las prestaciones de un determinado sistema.

Es habitual que se diseñen para aumentar la directividad de una antena o el ancho de haz de esta. Se sabe que una antena parche *microstrip* tendrá aproximadamente una directividad de 7.5dBi, por lo que si se requiere de una directividad mayor, la solución será diseñar un array de estos elementos. También es posible moldear la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas.[11]

Por lo tanto, estos arrays evitan la utilización de antenas de grandes dimensiones eléctricas con distribuciones de corriente lo más uniformes posible, que serán poco probables de conseguir.[11]

3.2 Campos radiados por arrays de antenas

Un array será un conjunto de N antenas normalmente iguales que radian o reciben simultáneamente. El diagrama de radiación del array será la interferencia de los campos radiados por cada elemento que compone el array. En recepción a señal recibida será la combinación lineal de las señales que capta cada una de las antenas.

3.2.1 Array lineal con espaciado constante

Definida una antena básica con distribución de corriente $\vec{J}_0(\vec{r}')$ y un vector de radiación $\vec{N}_0(\hat{r})$ [11]



Figura 3.1 Antena básica. [11]

Se puede definir un array de antenas como una agrupación de N antenas básicas equiespaciadas una distancia d con fasores de corriente I_n .

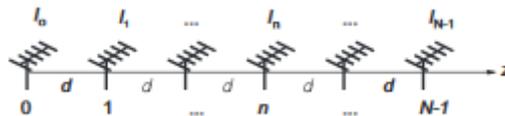


Figura 3.2 Array de N elementos. [11]

Siendo la distribución de corriente de la antena básica situada en $z=0$ $\vec{J}_0(\vec{r}')$, la distribución de corriente sobre el array será [11]:

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J}_0(\vec{r}' - nd\hat{z}) \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Se puede expresar este sumatorio como la convolución de la distribución de corriente en la antena básica con un tren de deltas de amplitudes I_n , lo cual facilitará el cálculo del vector de radiación del array al ser éste la transformada de Fourier tridimensional de la distribución total de corrientes.

$$\vec{J}(\vec{r}') = \vec{J}_0 * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(\vec{r}' - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}') * I(n) \quad \text{Ecuación 3.2}$$

$$\vec{N}(\hat{r}) = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r}')] = \vec{N}_0(\hat{r}) TF_{3D}[I(n)] \quad \text{Ecuación 3.3}$$

Siendo $\vec{N}_0(\hat{r})$ el vector de radiación de la antena básica y $TF_{3D}[I(n)]$ la transformada de Fourier de la distribución de amplitudes espacial.

Al tratarse de una distribución unidimensional se asume que $k_z d = kd \cos \theta$, por tanto, el vector de radiación del array se podrá expresar como:

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jnkd \cos \theta} \quad \text{Ecuación 3.}$$

Suponiendo que los fasores de corriente tienen una diferente amplitud y una fase progresiva para cada antena que compone el array

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad \text{Ecuación 3.5}$$

el vector de radiación se reescribe como:

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} \quad \text{Ecuación 3.6}$$

De este valor, por ejemplo, puede obtenerse el valor del campo eléctrico radiado por el array[11]:

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} \quad \text{Ecuación 3.7}$$

El diagrama de radiación de un array de antenas será el equivalente al diagrama de radiación de una antena básica $\vec{E}_0(\hat{r})$ multiplicado por un factor de agrupación, que se calcula de la siguiente forma[11]:

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \quad \text{Ecuación 3.8}$$

donde la diferencia de fase entre las antenas se expresa como Ψ por simplificación.

El factor de agrupación dependerá de:

- Separación (d) y número de elementos de un array (n).
- De la alimentación: amplitud (a_n) y fase (α).

- De la frecuencia de trabajo.

Como el ángulo θ , que indica la dirección de radiación en el espacio, sólo toma valores reales entre 0 y π , se define el margen visible de la agrupación, que es el intervalo de valores que puede tomar el ángulo Ψ [11]:

$$\Psi \in [-kd + \alpha, d + \alpha]$$

El margen visible tendrá entonces un tamaño de $2kd$ y su posición variará con la fase progresiva.

Para coeficientes de alimentación reales y positivos, y cuando el margen visible incluya el origen $\Psi = 0$ sin necesidad de que esté centrado en este y siendo $|\alpha| \leq kd$, se podrá determinar el máximo del diagrama de radiación como:

$$\theta_{max} = \arccos\left(-\frac{\alpha}{kd}\right) \quad \text{Ecuación 3.9}$$

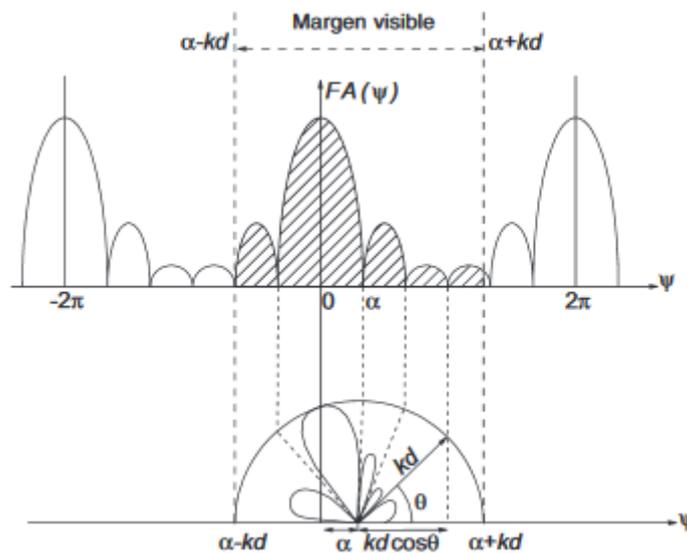


Figura 3.3 Representación del margen visible [11]

Se puede deducir de la figura 3.3, que conforme se aumenta la separación, d , de las antenas de un array, el margen visible se hará más grande, lo cual puede provocar la aparición de nuevos máximos en el diagrama de radiación del array a los que se llama lóbulos de difracción o *grating lobes*.

Estos lóbulos de difracción dependerán también de la fase progresiva.

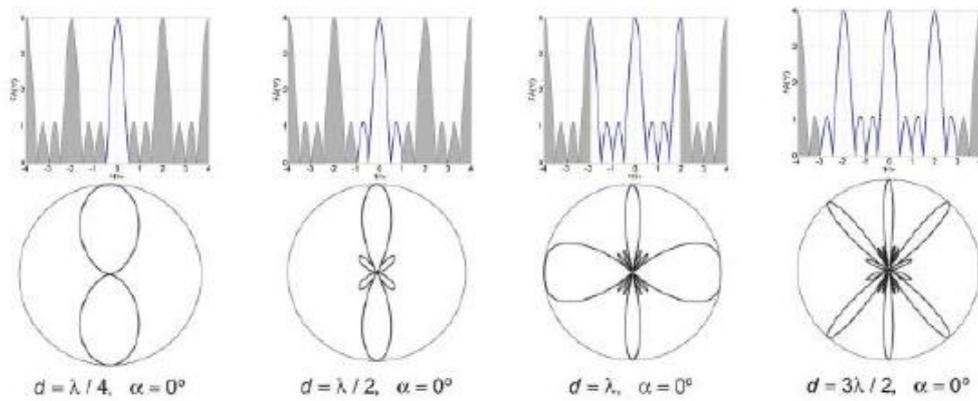


Figura 3.4 Efecto de la variación de la separación entre antenas.[3]

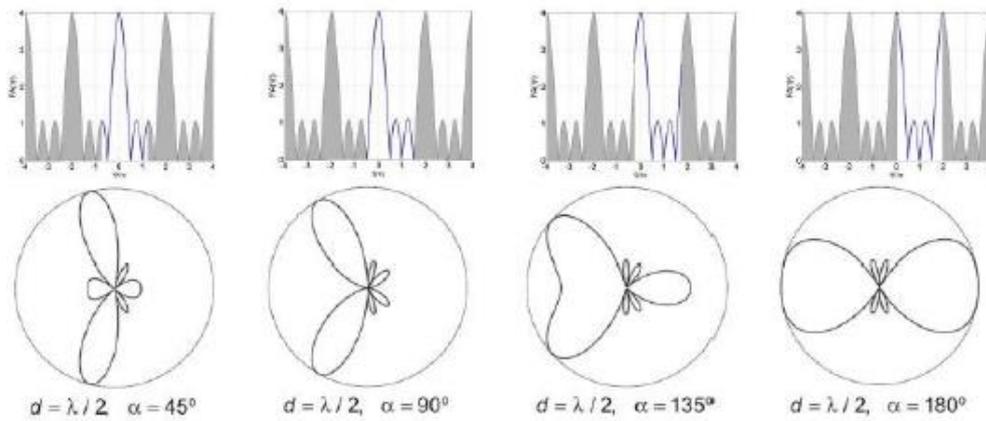


Figura 3.5 Efecto de la variación de la fase progresiva. [3]

Se puede observar que aumentando la separación entre antenas el tamaño del margen visible se hace mayor y aumentando la fase progresiva, el margen visible se desplaza, pudiendo ocasionar ambas variaciones la aparición de *grating lobes*, que supondrán radiación de potencia en más de una dirección lo cual será perjudicial para el array.

3.2.1.1 Distribuciones de corrientes

Las distribuciones de corriente son la forma que se tiene de alimentar a los N elementos que conforman un array de antenas.

Se definen los polinomios de agrupación como una herramienta que ayudará a la hora de estudiar las distribuciones de corriente. El polinomio de agrupación será la transformada Z del factor de agrupación $FA(\Psi)$. [11]

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n \quad \text{Ecuación 3.10}$$

Se puede decir que el factor de agrupación corresponde al polinomio de esta agrupación muestreado sobre la circunferencia unidad. [11]

$$FA(\Psi) = P(z)|_{z=e^{j\Psi}} \quad \text{Ecuación 3.11}$$

Las distribuciones de corrientes típicas que se pueden encontrar serán: uniforme, triangular y binómica.

En este apartado se describen cada una de ellas.

3.2.1.1.1 Distribución uniforme

Es la distribución en la que todas las antenas de un array se alimentan con la misma amplitud. Es una de las más utilizadas debido a su sencillez. [11]

Su polinomio de agrupación será de la forma:

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} z^n \quad \text{Ecuación 3.12}$$

Los ceros del polinomio serán las raíces N-ésimas de la unidad, salvo $z=1$, y por ello estarán equiespaciados sobre la circunferencia unidad. [11]

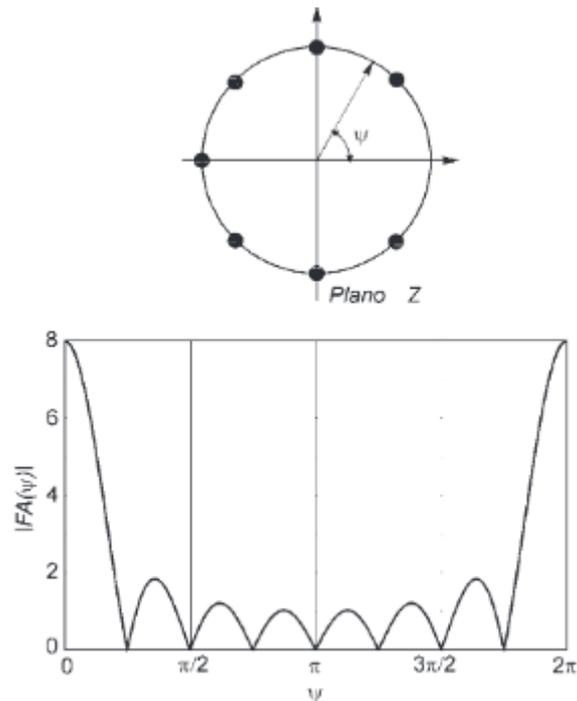


Figura 3.6 Ceros en el plano z de agrupación con distribución uniforme y FA

Al encontrarse los ceros equiespaciados en la circunferencia, el ancho de haz principal se podrá calcular como [11]:

$$\Delta\psi_c = \frac{4\pi}{N} \quad \text{Ecuación 3.13}$$

El factor de agrupación será:

$$|FA(\psi)| = \frac{|e^{jN\psi} - 1|}{|e^{j\psi} - 1|} = \frac{|\text{sen}N\frac{\psi}{2}|}{|\text{sen}\frac{\psi}{2}|} \quad \text{Ecuación 3.14}$$

Y el NLPS:

$$NLPS = N \left| \text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right) \right| \quad \text{Ecuación 3.15}$$

siendo Ψ el ángulo en el que aparece el primer lóbulo secundario.

Que se podrá particularizar como $NLPS = \frac{1}{0.127} = 13.2dB$ para arrays con un número de antenas elevado.

Esta distribución conseguirá máxima directividad, pero los lóbulos laterales también serán más altos.

3.2.1.1.2 Distribución triangular

Esta distribución está definida para arrays con un número impar de antenas. La amplitud que alimenta a las antenas crece desde 1 hasta el máximo y luego decrecen. Un polinomio de array triangular se puede escribir siempre como el cuadrado de un polinomio uniforme. Entonces, se tendrá que:

$$P(z) = \left(\sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} z^n \right)^2 \quad \text{Ecuación 3.15}$$

Los ceros de la distribución triangular son los de la uniforme de $(N+1)/2$ antenas, pero dobles.[11]

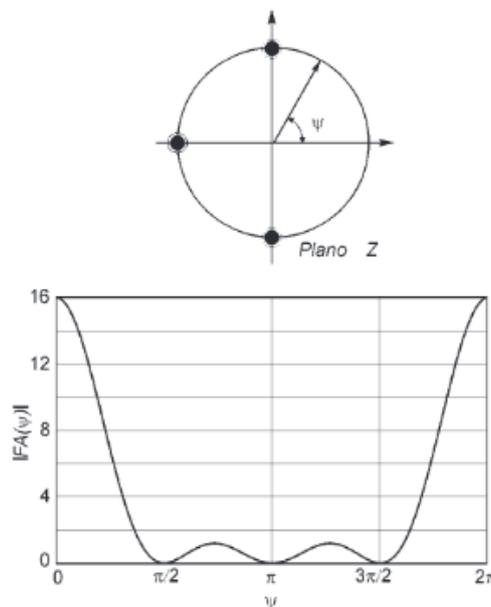


Figura 3.7 Ceros en el plano z de agrupación con distribución triangular y FA

El ancho de haz principal será aproximadamente el doble que si de una distribución de corrientes uniforme se tratase. Se podrá calcular como [11]:

$$\Delta\Psi_c = \frac{8\pi}{N+1} \quad \text{Ecuación 3.16}$$

El factor de agrupación será:

$$|FA(\Psi)| = \left(\frac{\left| \text{sen} \frac{N+1}{4} \Psi \right|}{\left| \text{sen} \frac{\Psi}{2} \right|} \right)^2 \quad \text{Ecuación 3.17}$$

Por tanto el NLPS será:

$$NLPS = \left(\frac{N+1}{2} \right)^2 \left| \text{sen} \left(\frac{\Psi}{2} \right) \right|^2 \quad \text{Ecuación 3.18}$$

siendo Ψ el ángulo en el que aparece el primer lóbulo secundario.

Con esta distribución de corrientes se consigue una menor directividad que con la distribución uniforme, pero sí se podrá obtener un NLPS de aproximadamente el doble.

3.2.1.1.3 Distribución binómica

Esta distribución de corrientes se basa en definir el polinomio de agrupación como un binomio elevado a una potencia y desarrollarlos según la fórmula de Newton. [11]

$$P(z) = (1+z)^{N-1} = \binom{N-1}{0} + \binom{N-1}{1}z + \dots + \binom{N-1}{N-1}z^{N-1} \quad \text{Ecuación 3.19}$$

Este polinomio únicamente presentará un cero situado en $\Psi = \pi$, pero con multiplicidad $N-1$, lo que provocará que el ancho de haz entre ceros sea de 2π y no existan lóbulos secundarios. [11]

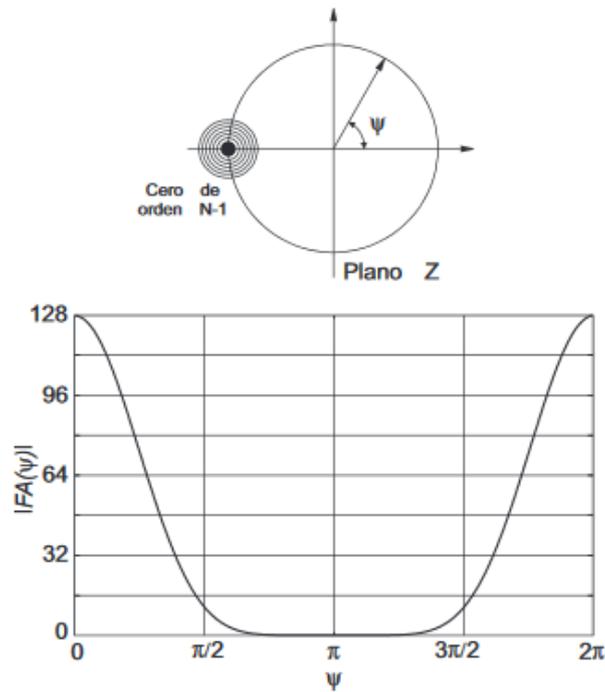


Figura 3.8 Ceros en el plano z de agrupación con distribución binómica y FA

El factor de agrupación será:

$$|FA(\Psi)| = \left(2\cos\frac{\Psi}{2}\right)^{N-1} \quad \text{Ecuación 3.20}$$

Por tanto, esta distribución de corrientes obtiene una menor directividad y no aparecerán lóbulos secundarios.

3.2.2 Arrays bidimensionales

Anteriormente se ha tratado las agrupaciones unidimensionales, es decir, aquellas que disponen las antenas a lo largo de un único eje, produciendo un diagrama de radiación con simetría de revolución alrededor de este.

Son también habituales los arrays que disponen sus elementos sobre un plano y permitirán dirigir y conformar el haz para obtener una gama más amplia de diagramas de radiación. En este apartado se tratará un caso particular de los arrays bidimensionales el de aquellos arrays planos rectangulares y equiespaciados. [11]

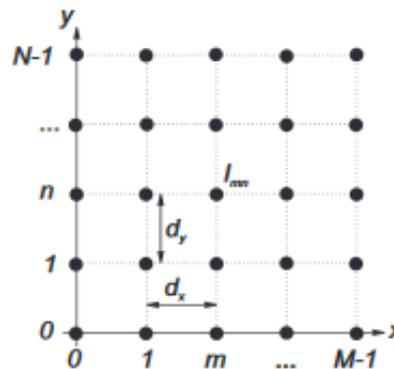


Figura 3.9 Agrupación plana, rectangular y equiespaciada.[11]

Un array rectangular de $M \times N$ antenas de un mismo tamaño y situadas en el mismo plano, tendrá un factor de agrupación que será el resultado de la interferencia en campo lejano de la radiación de cada una de las antenas. [11]

$$FA(\Psi_x, \Psi_y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn} e^{jm\Psi_x} e^{jn\Psi_y} \quad \text{Ecuación 3.20}$$

Un el factor de agrupación de un array bidimensional se puede interpretar como el factor de una agrupación lineal en x cuya antena básica es un array lineal en y o viceversa.

Si las alimentaciones son reales y positivas, la dirección del máximo de radiación será [11]:

$$\theta_{max} = \arcsen \sqrt{\left(\frac{\alpha_x}{kd_x}\right)^2 + \left(\frac{\alpha_y}{kd_y}\right)^2} \quad \text{Ecuación 3.21}$$

$$\phi_{max} = \arctg \left(\frac{d_x \alpha_y}{d_y \alpha_x} \right) \quad \text{Ecuación 3.22}$$

3.2.2.1 Distribución uniforme

El factor de agrupación de una distribución de corrientes uniforme de un array bidimensional se define como:

$$|FA(\Psi_x, \Psi_y)| = |FA(\Psi_x)| |FA(\Psi_y)| \quad \text{Ecuación 3.23}$$

3.3 Métodos de alimentación de los arrays

En este apartado se estudiarán dos de los principales métodos para la alimentación de un array de antenas. Serán la alimentación en serie y la alimentación en paralelo.

3.3.1 Alimentación en serie

La alimentación en serie de un array de antenas parche consiste en que cada una de las antenas esté conectada en serie con las antenas contiguas a esta mediante líneas de transmisión.

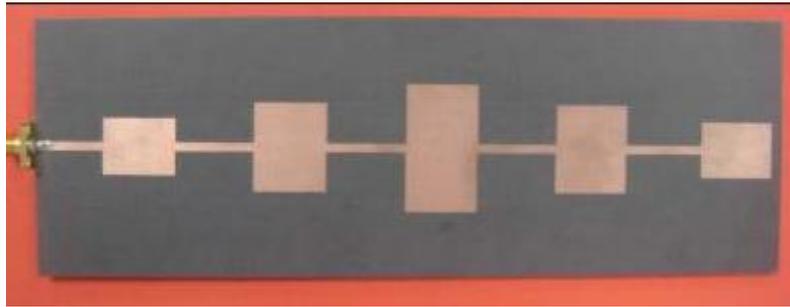


Figura 3.10 Array de antenas parche alimentadas en serie.

El circuito equivalente de un array de antenas parche alimentadas en serie sería:

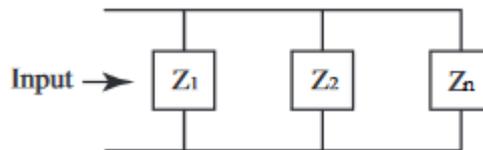


Figura 3.11 Circuito equivalente de un array de n antenas alimentadas en serie.

Los arrays de antenas parche *microstrip* son habituales en las comunicaciones inalámbricas debido a que se caracterizan por su reducido peso y tamaño, su bajo coste, la posibilidad de obtener altas directividades y poder obtener también unos diagramas de radiación que no se pueden conseguir con una única antena.

La alimentación en serie complementará estas características, proporcionando al array una geometría bastante simple, una red de alimentación compacta y bajas pérdidas en las líneas de alimentación.[12]

También será relativamente fácil conseguir la inclinación deseada variando la impedancia de las líneas *microstrip* o de las antenas parche.[3]

Pero también presentará una serie de desventajas, siendo la principal, que el ancho de banda de radiación es considerablemente más estrecho que el de una antena parche por separado. [3]

Otro aspecto negativo que presentará la alimentación en serie es que cada antena parche tendrá un impacto directo sobre la antena parche contigua, por tanto, si se producen errores en la fabricación o a la hora del diseño del array, el rendimiento de este disminuirá.

En el diseño que se realiza en el *capítulo 4*, se aprovecha que en la alimentación en serie la potencia con la que se alimenta cada antena no será la misma, es decir, la potencia que se

suministra a la línea de transmisión principal será transferida a la primera antena parche, y ésta suministrará potencia a las siguientes, por lo que teniendo en cuenta las pérdidas de potencia que se producen por el camino, no se tendrá una alimentación homogénea en el array.

3.3.2 Alimentación en paralelo

El método de alimentación en paralelo es uno de los más utilizados en los arrays de antenas parche.

La principal diferencia de este método respecto al de alimentación en serie descrito en el apartado 3.3.1 reside en que cada antena parche que conforma el array tiene una línea de excitación propia, siendo independiente de las demás líneas de excitación de las demás antenas. [2]

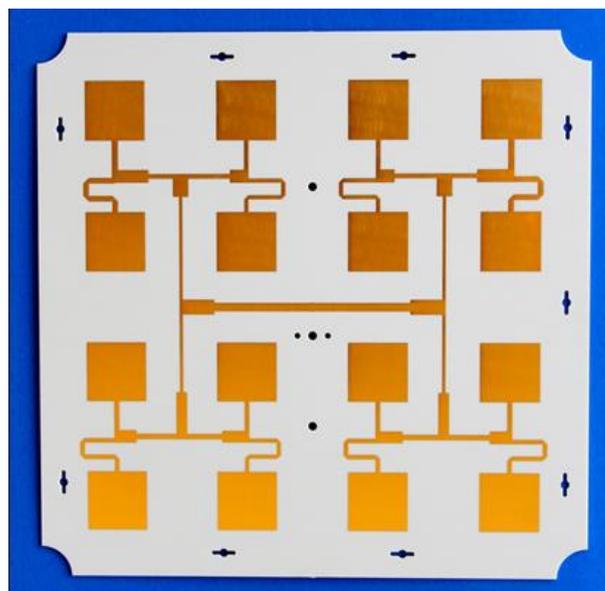


Figura 3.12 Array de antenas parche alimentadas en paralelo.

Como se ve en la figura 3.12, la estructura básica de este método es la de un divisor de potencia de tres puertos. Estos divisores podrán ser divisores *T-junction* o divisores *Wilkinson*, que poseen una resistencia que conecta los puertos 2 y 3 y que tienen un mejor aislamiento y adaptación entre los puertos, aunque mayores pérdidas.

Este método de alimentación proporciona unos anchos de banda más amplios que la alimentación en serie.

3.3.3 Comparación de los diferentes métodos

Se muestra a continuación de forma resumida las ventajas y desventajas que proporcionan cada una de las formas de alimentación anteriormente descritas.

Alimentación	Ventajas	Desventajas
Alimentación en serie	<ul style="list-style-type: none"> • Diseño sencillo y compacto. • Bajas pérdidas 	<ul style="list-style-type: none"> • Ancho de banda más estrecho que el de una antena parche simple. • Dependencia de las antenas con sus contiguas en el diseño.
Alimentación en paralelo	<ul style="list-style-type: none"> • Alimentación independiente de las antenas, por lo que no hay dependencia. • Buen aislamiento entre líneas. • Anchos de banda amplios. 	<ul style="list-style-type: none"> • Diseño más complejo debido al mayor número de líneas de transmisión que se necesitan.

Tabla 3.1. Tabla comparativa de los métodos de alimentación. [2]

CAPÍTULO 4: PRINCIPIOS BÁSICOS SOBRE POLARIZACIÓN

En este capítulo se explicará qué es la polarización de una onda electromagnética de una antena parche y los casos particulares que se encuentran.

La polarización es una característica de todas las ondas electromagnéticas y se describe como el fenómeno por el cual el campo eléctrico oscila únicamente en un plano denominado plano de polarización.

Cuando se está lejos de una fuente de ondas electromagnéticas, como lo puede ser una antena parche *microstrip*, se puede considerar estas ondas como planas, de modo que los campos eléctrico y magnético sean perpendiculares a la dirección de propagación y además perpendiculares entre sí.

Se define la polarización de una antena parche como la dirección del vector campo eléctrico \vec{E} . [15]

Lo habitual en las ondas electromagnéticas es que tengan una polarización elíptica en la que el campo eléctrico este compuesto por dos componentes lineales que serán perpendiculares entre sí. 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. [2]

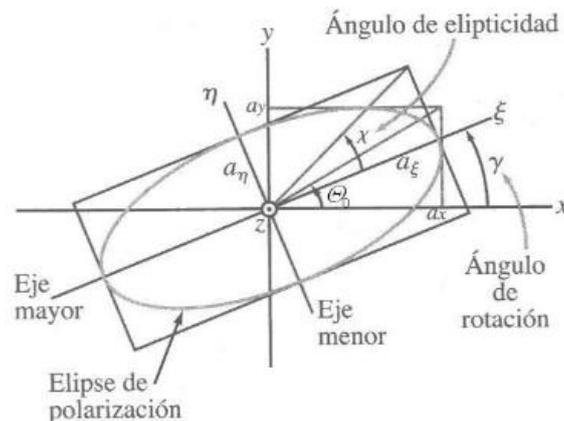


Figura 4.1. Elipse de polarización de una onda que viaja hacia fuera de la página.

Las ecuaciones que describen el campo en función del tiempo serán de la forma:

$$E_x = A_1 \cos(\omega t + \delta) \quad \text{Ecuación 4.1}$$

$$E_y = A_2 \cos(\omega t + \delta) \quad \text{Ecuación 4.2}$$

Si se elimina la componente temporal, se obtiene la ecuación general, correspondiente a una elipse con centro en su origen de coordenadas y con el eje mayor formando un ángulo θ_0 con el eje x.

$$\frac{E_x^2}{A_1^2} + \frac{E_y^2}{A_2^2} - 2 \frac{E_x E_y}{A_1 A_2} \cos(\delta) = \sin^2(\delta) \quad \text{Ecuación 4.3}$$

Este ángulo vendrá descrito por la expresión:

$$\tan(2\theta_0) = \frac{2A_1 A_2}{A_1^2 - A_2^2} \cos(\delta) \quad \text{Ecuación 4.4}$$

También se puede expresar el axial Ratio de la elipse como:

$$AR = \frac{OA}{OB} = \cotg \left| \frac{1}{2} \arcsen \frac{2A_1 A_2}{A_1^2 + A_2^2} \sin(\delta) \right| \quad \text{Ecuación 4.5}$$

El sentido de giro de la elipse vendrá determinado por el valor de δ :

- Si $0 < \delta < \pi$, el sentido de giro será dextrógiro, es decir, hacia la derecha.
- Si $\pi < \delta < 2\pi$, el sentido de giro será levógiro, es decir, hacia la izquierda.

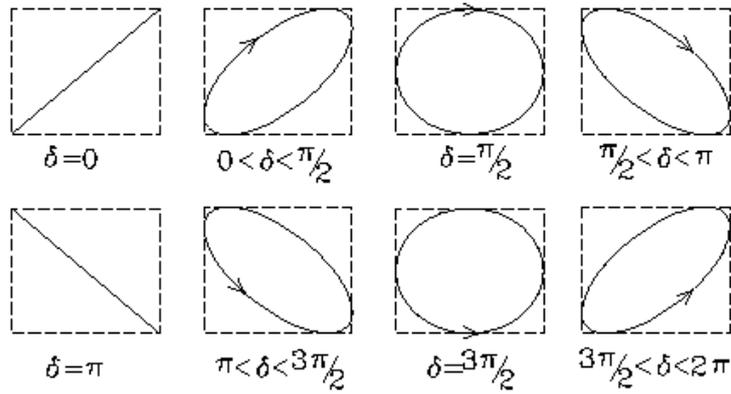


Figura 4.2. Sentido de giro de una polarización elíptica.

Como se observa en la figura 4.2, hay dos casos especiales de la polarización elíptica:

- Si $\delta = 0$ ó $\delta = \pi$, la onda tendrá una polarización lineal.
- Si $\delta = \frac{\pi}{2}$ ó $\delta = \frac{3\pi}{2}$, la onda tendrá una polarización circular.

Las antenas parche presentan polarización lineal, pero habrá técnicas que hacen posible conseguir una polarización circular para estos.

CAPÍTULO 5: DISEÑO DE ARRAY DE ANTENAS PARCHE ALIMENTADAS EN SERIE CON POLARIZACIÓN LINEAL

5.1 Introducción

Como ya se ha comentado anteriormente, el software en el que se han realizado los procesos de diseño y simulación es el HFSS ANSYS Electronics.

Antes de empezar con el diseño de la agrupación, se debe tener una serie de aspectos en cuenta para que la simulación se ejecute de forma correcta. Serán los siguientes:

- El sustrato dieléctrico será del material Rogers RT/duroid 5880 (tm)
- Todos los elementos que se supongan conductores para el diseño deberán tener asignado el *boundary* "Perfect E".
- Creación de un plano conductor en la cara inferior del sustrato que actuará como masa.
- Creación de un cubo al que se le asigne como material "vacuum" y un *boundary* de radiación. HFSS necesita de este cubo para poder modelar la radiación de la antena en espacio libre. Se define este cubo se ajustará a los tamaños en XY del sustrato y con una altura de unos 10mm.
- Creación de un puerto de excitación cuyo tamaño será 5 veces el tamaño de la línea *microstrip* de alimentación.
- Los elementos radiantes de los extremos deben tener, desde su centro, una distancia mínima respecto al extremo del sustrato (y del cubo de radiación) de $\lambda/4$, para que el software pueda utilizar las aproximaciones de campo lejano.
- El análisis se efectuará con un número máximo de pasadas de 15, un número mínimo de 11 pasadas y un error de 0.01.
- El barrido será de tipo "Fast", que proporciona un menor tiempo de análisis sin que suponga un problema la precisión. Irá de 50 a 70GHz

La agrupación de antenas parche con polarización lineal trabajará a una frecuencia de 60GHz.

La frecuencia de operación y el sustrato dieléctrico antes mencionado marcarán principalmente el tamaño de los elementos *microstrip* en el diseño.

El diseño estará caracterizado principalmente por haber implementado una alimentación en serie de sus parches. Se ha escogido esta técnica para no tener una iluminación constante en el array, de forma que los elementos radiantes que se vayan alejando del punto de alimentación central verán reducida progresivamente la potencia con la que se los alimenta. Es decir, que se utiliza una distribución de corriente que conforme una antena parche se vaya alejando del origen, sea alimentada con una corriente menor. Esto se traduce en una mejora de la relación entre el lóbulo principal, que será el máximo absoluto que aparezca en el diagrama de radiación y el lóbulo secundario, que será el máximo relativo (NLPS). Esta relación conviene que sea lo mayor posible.

Antes de empezar a analizar el diseño de la agrupación, cabe destacar que en la simulación de éste se busca una adaptación de impedancias S_{11} lo más centrada posible en 60GHz y con un valor mínimo de -15dB, además de lo especificado anteriormente en lo que a términos de radiación se refiere ($D=21\text{dB}$; $NLPS=12\text{dB}$).

Para concluir, es importante mencionar que este diseño está planteado como continuación al diseño de un array de antenas parche *microstrip* con alimentación en paralelo, el cual alcanza la directividad deseada, pero los lóbulos secundarios de su diagrama de radiación son demasiado grandes. Por eso se plantea para este diseño una alimentación en serie para el array, con el fin de reducir el nivel de estos lóbulos secundarios.

Para cada diseño se calculará, con la siguiente ecuación, el ancho de banda ofrecido:

$$BW(\%) = \frac{f_{sup(-10dB)} - f_{inf(-10dB)}}{f_{central}} \times 100 \quad \text{Ecuación 5.1}$$

5.2 Cálculo de las dimensiones del parche *microstrip*

Los parámetros que principalmente influirán en las dimensiones de los parches y líneas de alimentación serán: la frecuencia de operación, f_o , de 60GHz, la permitividad eléctrica relativa del sustrato, ϵ_r , de 2.2 y un grosor de éste, h , de 0.254mm, escogido por ser uno de los disponibles en el laboratorio.

Así pues, con la *ecuación 2.1* descrita anteriormente, la anchura del parche, W , tendrá un valor de 1,9764mm.

Una vez obtenida la anchura, se procede a calcular su longitud, L .

El primer paso es calcular la permitividad eléctrica efectiva mediante la *ecuación 2.2*. Se obtiene un valor de $\epsilon_{ref}=1.9763$.

Hallado el valor de la permitividad eléctrica relativa, se procede a calcular el valor de la extensión ΔL mediante la *ecuación 2.3*, que será el que permita calcular finalmente la longitud real del parche. El valor de ΔL será de 0.12997mm.

Por lo que, para concluir, la longitud real de las antenas parche *microstrip*, L , será de 1.51878mm.

La impedancia que presenta una antena parche de estas dimensiones será de 144Ω , a tener en cuenta a la hora de proceder a su excitación.

5.3 Diseño de antena parche *microstrip* simple

El sustrato dieléctrico Rogers RT/duroid 5880 (tm) constará de unas dimensiones de 6mmx6mmx0.254mm.

Se cuidará, como se ha indicado antes, que los elementos radiantes de los extremos deben tener, desde su centro, una distancia mínima respecto al extremo del sustrato (y del cubo de radiación) de $\lambda/4$.

Se comienza diseñando un parche sobre el sustrato, que, a la vista por lo calculado antes, será un parche rectangular y estará alimentado mediante una línea microstrip.

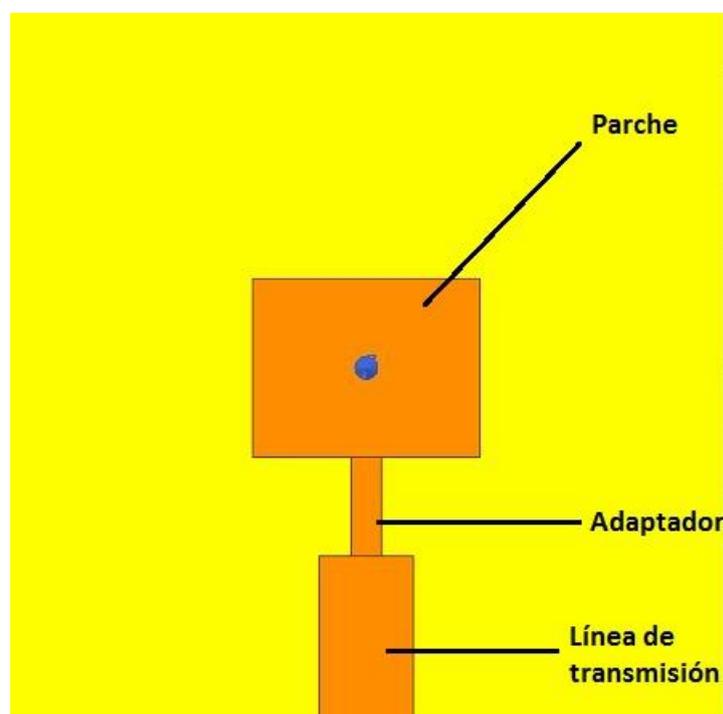


Figura 5.1 Diseño parche alimentado por línea microstrip con adaptador $\lambda/4$ a 60GHz.

Como se ve en la figura 5.1, se implanta un adaptador de impedancias $\lambda/4$. La impedancia de la línea de transmisión es de 50Ω , que corresponde a una anchura de 0.78262mm , y la del parche de 144Ω , por lo que se necesita un adaptador para evitar reflexiones de potencia.

El cálculo de las dimensiones del adaptador será el siguiente:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{60 \times 10^9} = 5 \times 10^{-3} \text{ m} \longrightarrow \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{5 \times 10^{-3} \text{ m}}{\sqrt{2.2}} = 3.37 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$\lambda/4 = \frac{3.37 \times 10^{-3}}{4} = 0.84275 \text{ mm}$$

Se tiene entonces que la longitud del adaptador es de 0.84275mm . La anchura de éste se obtiene mediante un barrido paramétrico para obtener la que presente una mejor adaptación entre la línea y el parche.

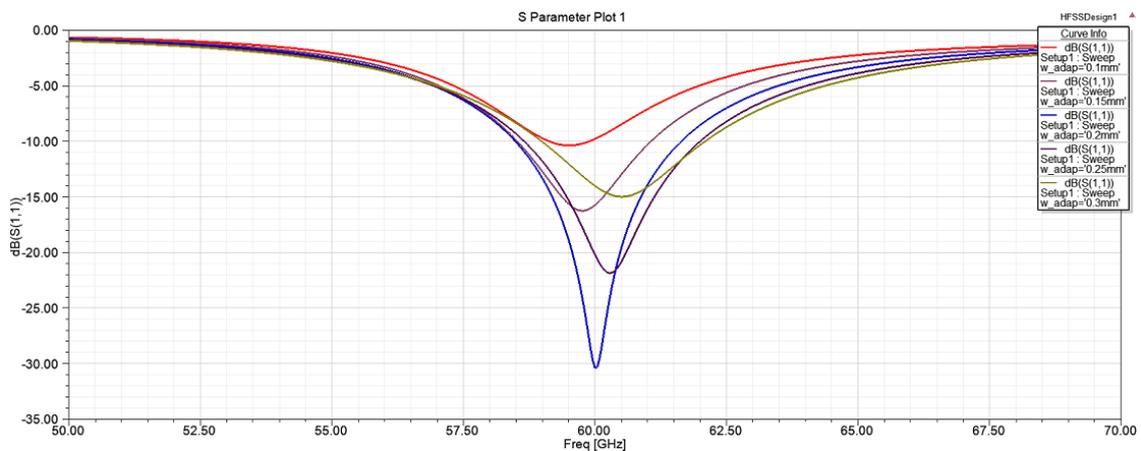


Figura 5.2 Adaptación del diseño para distintos valores de w_{adap} .

Con este barrido paramétrico se obtiene la anchura del adaptador $\lambda/4$ que consigue un mejor S_{11} , y tendrá un valor de 0.25mm , obteniendo un valor en torno a los -33dB centrado a la frecuencia de operación deseada del parche, 60GHz .

Teniendo las medidas necesarias para el funcionamiento óptimo del diseño, se procede a representar la distribución de campo eléctrico (figura 5.3) y el diagrama de radiación (figura 5.4)

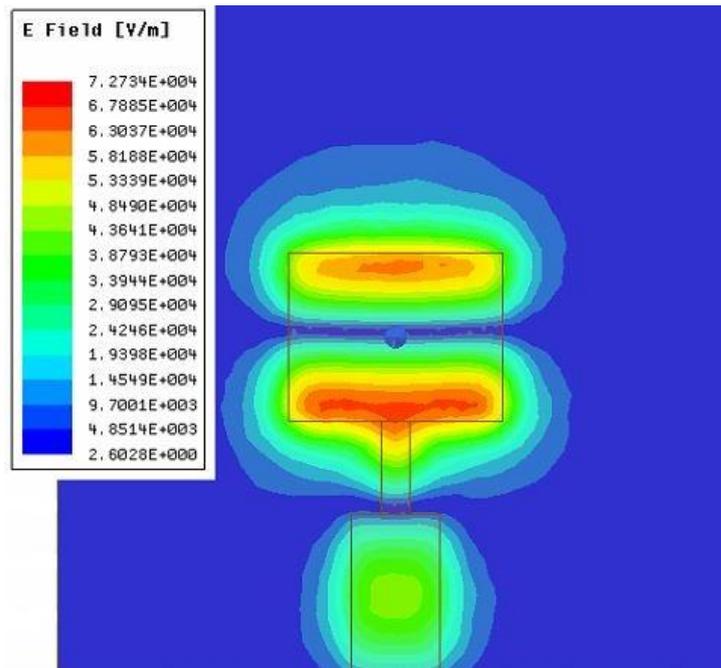


Figura 5.3. Distribución de campo eléctrico en los elementos conductores a una frecuencia de 60GHz.

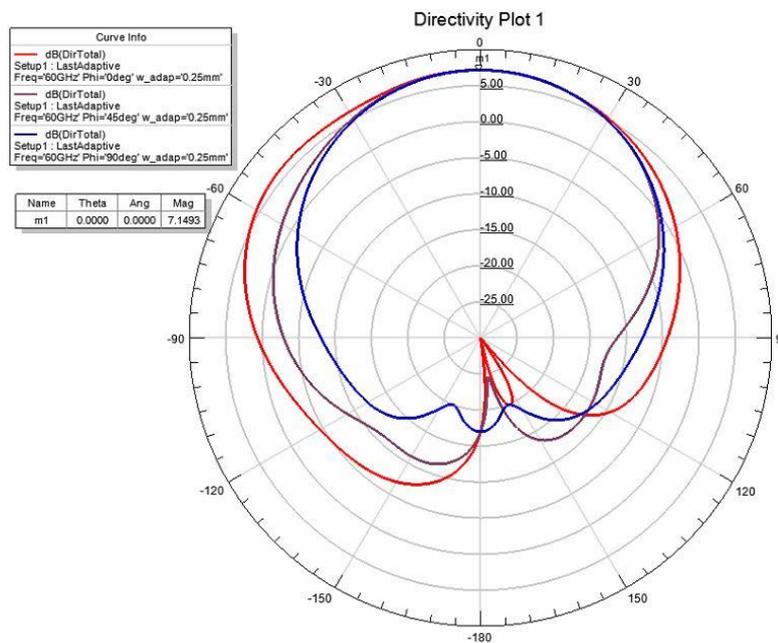


Figura 5.4. Diagrama de radiación de antena parcha simple a una frecuencia de 60GHz.

Como se puede observar en el diagrama de radiación, el valor de la directividad es de 7.15dB, un valor típico para antenas parche. También es importante destacar cómo el lóbulo de la izquierda presenta un nivel superior a su simétrico en los cortes de $\Phi=0^\circ$ y $\Phi=45^\circ$. Esto puede ser debido a la radiación de potencia por parte de la línea de transmisión microstrip. Se intentará solventar este problema en el diseño final, alimentando el array de parches mediante un cable coaxial.

El ancho de banda que presenta este diseño, calculado con la *ecuación 5.1* es de 5.6%.

5.4 Diseño de array de 2 antenas parche *microstrip*

Tras haber finalizado el diseño de la antena parche alimentada mediante adaptación de impedancias y con el objetivo de conseguir una directividad mayor ($D=21\text{dB}$), se debe ir aumentando el número de antenas parche en el diseño. El aumento de los parches se realizará de forma progresiva, por lo que se procede en este apartado al diseño de un array de dos parches. Se estima que cada vez que se dupliquen el número de antenas del array en cada uno de los dos ejes, la directividad aumente aproximadamente 3dB.

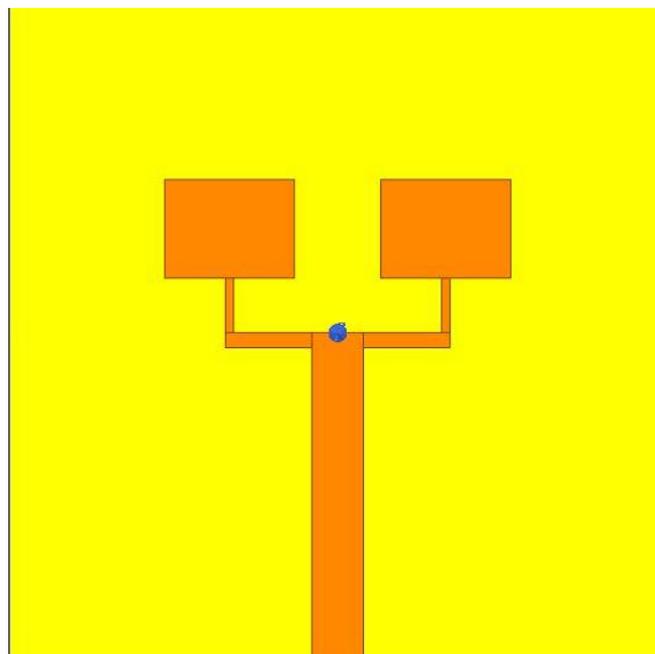


Figura 5.5 Diseño del array de 2 antenas parche *microstrip* a 60GHz.

Como se observa en la figura 5.5, este diseño consta de dos parches alimentados en paralelo mediante un divisor de potencias. El divisor de potencias escogido será un divisor T-Junction ya que su diseño en tecnología microstrip es bastante sencillo. El objetivo de este divisor es que ambos parches reciban la misma potencia, es decir, la potencia que se introduce en la línea de transmisión principal se verá dividida en dos partes iguales, lo que supone una reducción en 3dB de la potencia en cada brazo del divisor.

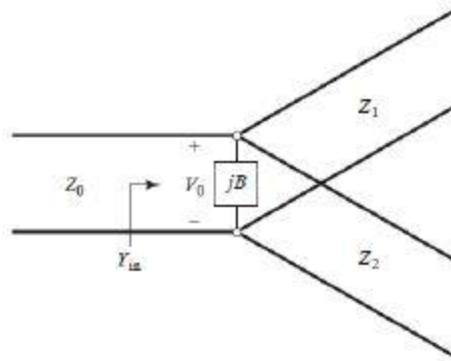


Figura 5.6. Divisor de potencias T-Junction.

Así pues, para conseguir adaptación con la impedancia característica de entrada, se debe cumplir que:

$$Y_{in} = j\beta + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$$

Asumiendo la susceptancia, $j\beta$, como una capacidad parásita a tierra de efecto despreciable, se tiene:

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0}$$

Si se desea que la potencia se divida en dos partes iguales, las impedancias de ambos brazos deben ser iguales, por lo que $Z_1 = Z_2$, por lo que el valor de la impedancia de los brazos del divisor será:

$$Z_0 = 2Z_1 = 2Z_2$$

Teniendo en cuenta que $Z_0 = 50\Omega$, $Z_1 = Z_2 = 100\Omega$

Para $Z = 100\Omega$ la anchura de los brazos tiene un valor de 0.2276mm. La línea de transmisión principal con $Z = 50\Omega$ tendrá una anchura ya establecida antes de $w_{ms} = 0.78262\text{mm}$.

Se comprueban estas medidas realizando el diseño del divisor por separado.

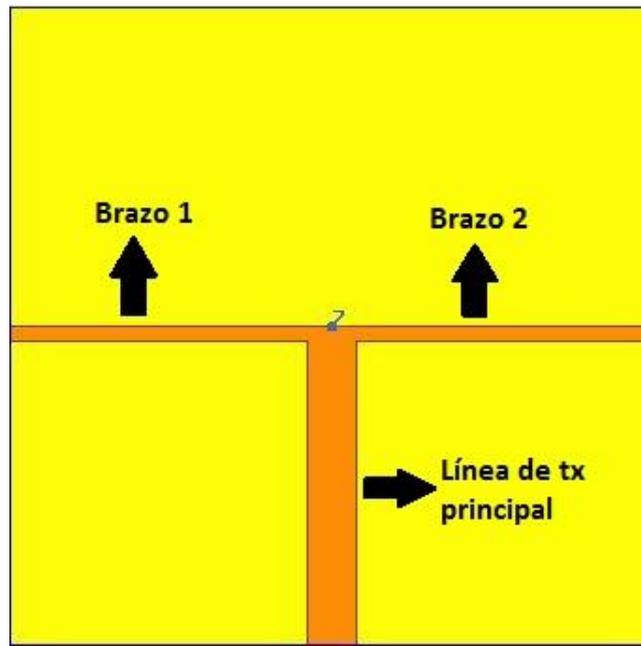


Figura 5.7. Diseño microstrip del divisor T-Junction.

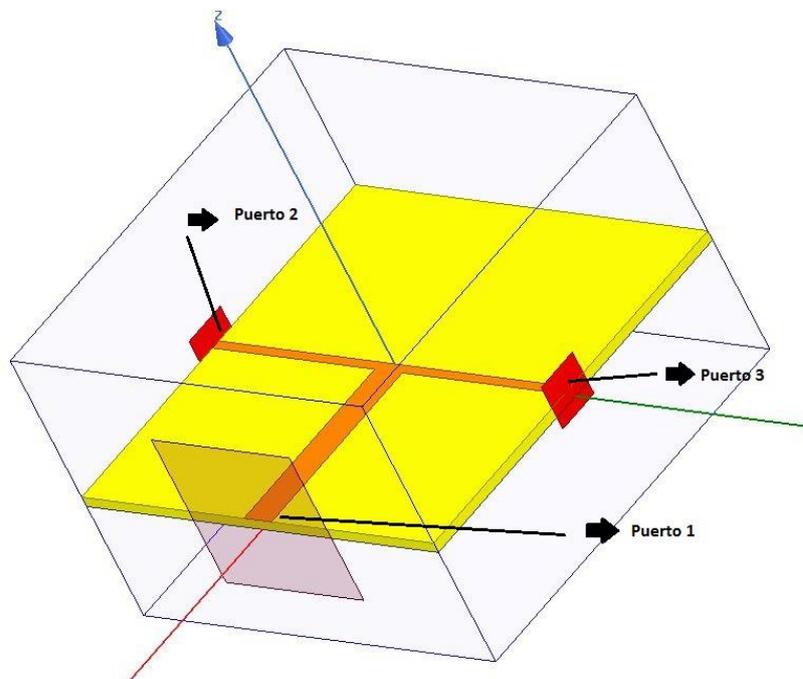


Figura 5.8. Diseño microstrip del divisor T-Junction con sus respectivos puertos.

Con el divisor de potencia ya diseñado, únicamente queda simular. El resultado que se espera es que los parámetros S_{21} y S_{31} tengan un valor aproximado de -3dB y el S_{11} se sitúe por debajo de los -10dB.

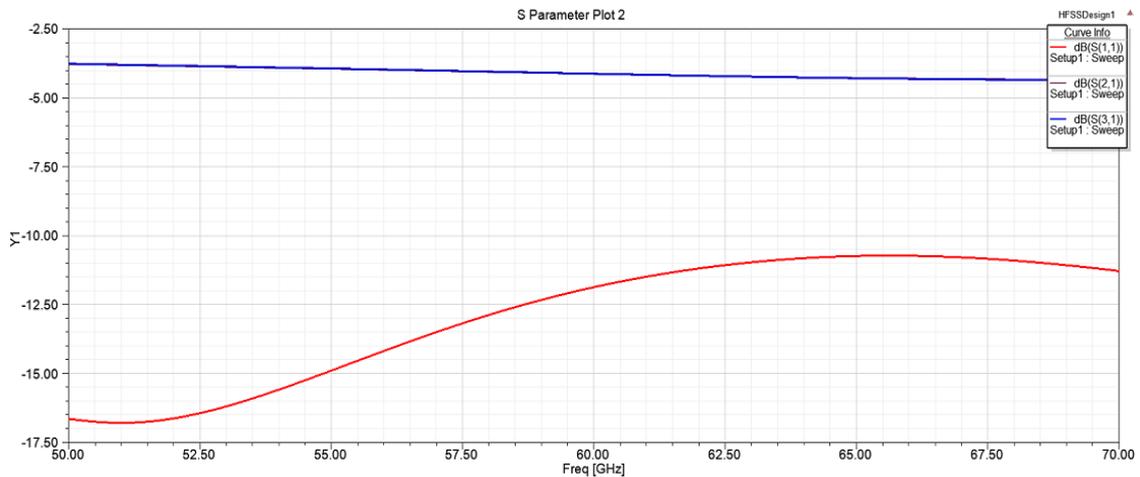


Figura 5.9. Resultados de la simulación del divisor T-Junction.

Por los resultados obtenidos en la figura 5.9, se observa que los valores de S_{21} y S_{31} se sitúan en torno a los -4dB, por lo que puede que el divisor tenga 1dB de pérdidas. Por otra parte, S_{11} tiene un valor por debajo de los -10dB en 60GHz, por lo que cumplirá con las especificaciones buscadas.

Una vez diseñado el divisor de potencias, se procede al diseño del array de dos parches.

A la hora de implementar los parches en el diseño, se debe de tener en cuenta la separación entre éstos. La separación para conseguir una ganancia óptima estará entre $0.6\lambda_0$ y $0.7\lambda_0$. Los parches podrán estar más cerca, pero se podrán encontrar problemas con el acoplo de potencia entre ellos, o podrán estar más separados, pero a partir de λ_0 pueden aparecer lóbulos de difracción o *grating lobes*. Estos lóbulos de difracción son máximos que aparecen en el diagrama de radiación. La separación entonces entre parches, teniendo en cuenta que $\lambda_0=5\text{mm}$, variará entre 3mm y 3.5mm.

Una vez obtenidas las medidas para el divisor de potencia y teniendo en cuenta la separación entre parches, se procede a diseñar la línea que excite al parche. La longitud de ésta será de 0.84275mm, y será su anchura la que se determinará mediante un barrido.

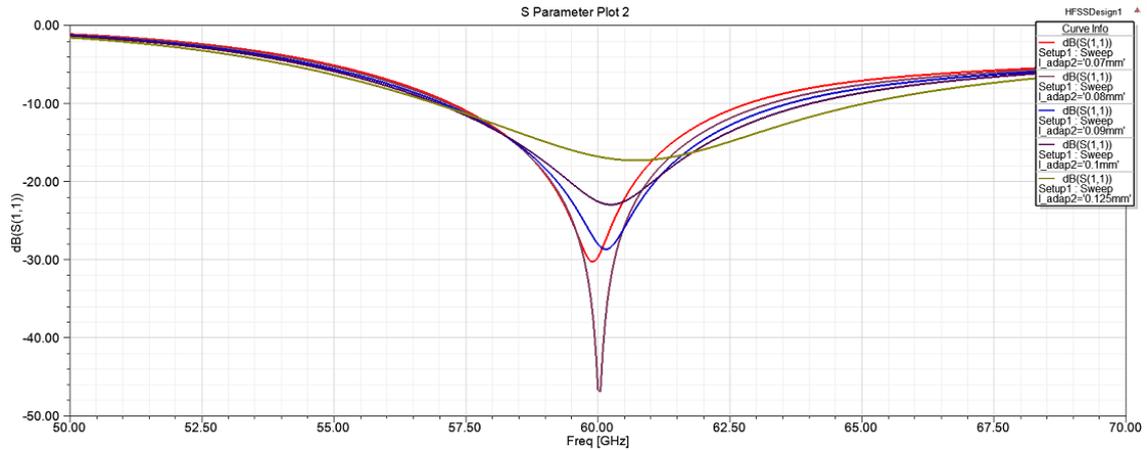


Figura 5.10. Resultados del barrido para determinar anchura de las líneas que excitan a los parches.

Como se observa en la figura 5.10, para una anchura de línea de 0.08mm se obtiene una buena adaptación, por lo que la línea que excita a la antena parche tendrá una longitud de 0.84275mm y una anchura de 0.08mm. El ancho de banda de adaptación que ofrecerá este diseño será de 9.8%.

Obtenidas estas medidas, se dibujan la distribución del campo E en los elementos (figura 5.11) y el diagrama de radiación del array de dos antenas parche (figura 5.12).

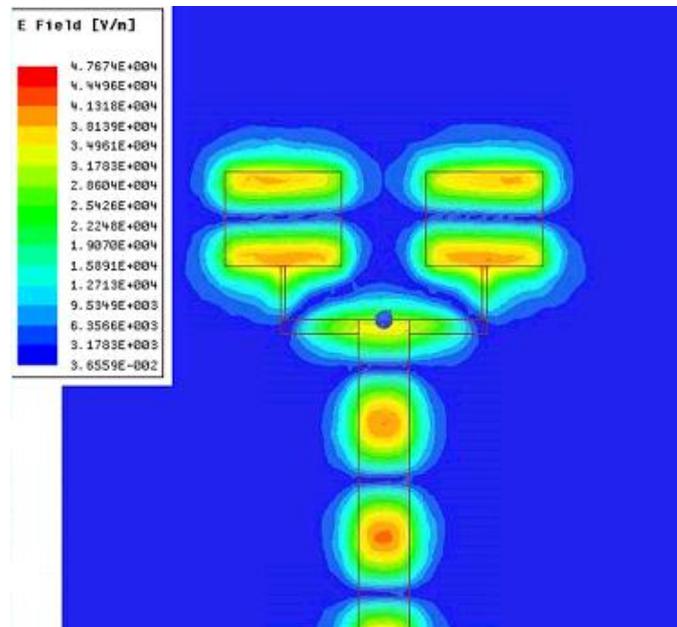


Figura 5.11. Distribución de campo E en el array de dos parches a 60GHz.

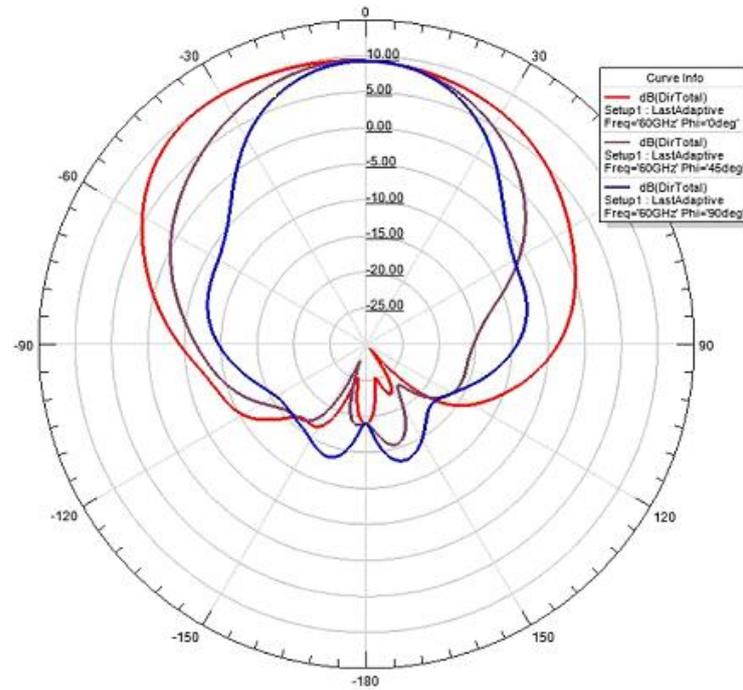


Figura 5.12. Diagrama de radiación del array de dos parches a 60GHz.

Se observa que en el diagrama de radiación se obtiene un valor para la directividad de unos 10dB, lo que se aproxima a lo estimado con anterioridad.

5.5 Diseño del array de 4 antenas parche en paralelo

En este diseño se duplican de nuevo el número de parches del array. Ahora con un total de cuatro parches, el resultado que se espera es que la directividad esté en torno a los 13dB.

El diseño será el siguiente:

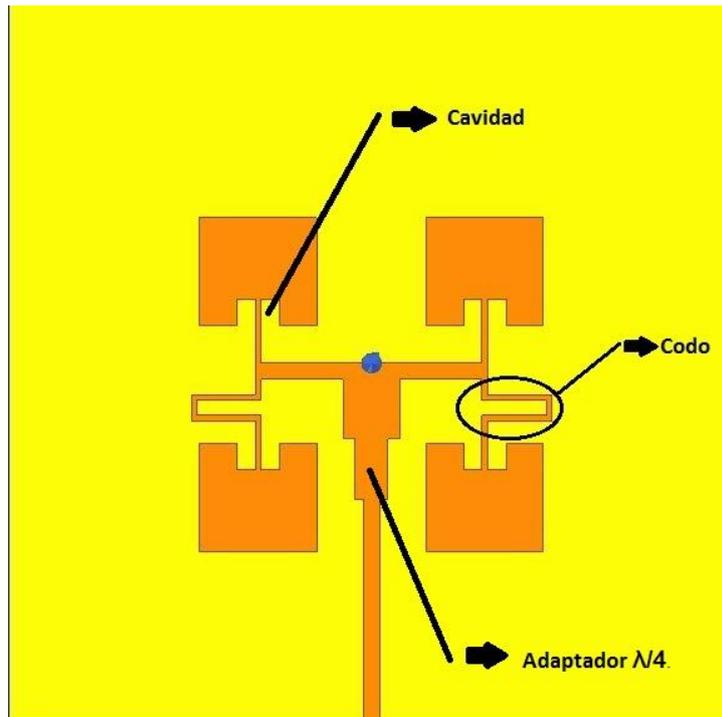


Figura 5.13 Diseño del array de 4 antenas parche a 60GHz.

Como se puede observar, el diseño del array introduce variaciones respecto al anterior diseño.

En primer lugar, la línea de transmisión principal ya no presenta una impedancia de 50Ω . Esto se debe a que debido a la necesidad que se tiene de que los parches estén a una distancia aproximada de $0.6\lambda_0$, la proximidad de los parches inferiores con la línea de transmisión principal provoca que se acople potencia entre ambos elementos. Por ello, habrá que reducir la anchura de la línea de transmisión a la mitad, lo que hace que su impedancia sea ahora de 100Ω y sea necesario colocar un adaptador de impedancias $\lambda/4$ para llegar con 50Ω al divisor de potencias.

El adaptador $\lambda/4$ tendrá una longitud de 0.84275mm , que se obtiene dividiendo λ , que tiene un valor de 3.37mm entre cuatro. Para calcular la anchura de dicho adaptador, habrá que calcular primero su impedancia, lo cual se hará con la siguiente fórmula:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 Z_{ms}}$$

Ecuación 5.2

Aplicando entonces la ecuación 5.1 se obtiene:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 Z_{ms}} = \sqrt{100 \times 50} = 70.71 \Omega$$

Por tanto, para una línea *microstrip* de 70.71Ω se tendrá anchura de 0.44894mm. Así pues, las dimensiones del adaptador $\lambda/4$ serán de 0.84275mm de longitud y 0.44894mm de anchura.

En segundo lugar, se introduce un codo para alimentar los parches inferiores, con el fin de que radien en fase. Sabiendo que la línea que alimenta al parche tiene una longitud de 0.84275mm, habrá sumar a esta longitud 180° de longitud eléctrica, que se corresponden a 1.855mm. La longitud total de la línea sería de unos 2.7mm, pero debido a que entre el parche inferior y su simétrico superior debe de haber, de nuevo, una separación $0.6\lambda_0$ aproximadamente, habrá que implementar un codo que permita cumplir con la separación entre parches y a su vez la línea de excitación de la antena tenga una longitud eléctrica que permita que las cuatro antenas parche radien en fase.

En último lugar, y ante la dificultad de adaptar las impedancias de los parches, se opta por excitar las antenas parche con otro método, en el que se le diseñará a la antena parche una pequeña cavidad para que la línea de excitación “entre” en ella. Este método permite variar la impedancia del parche, consiguiendo adaptación con la línea que lo excita, sin necesidad de variar el tamaño de éstos.

El resultado de la simulación teniendo en cuenta estos aspectos será:

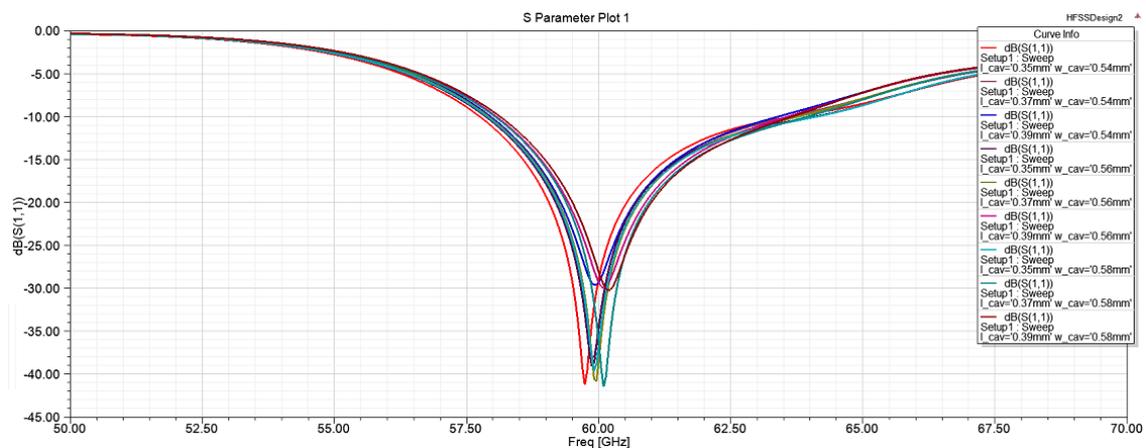


Figura 5.14 Resultados de la simulación para distintos tamaños de cavidad y de anchura del parche.

Se observa que para una anchura del parche de 1.616mm y para una cavidad de longitud 0.37mm y anchura 0.56mm, se consigue una buena adaptación, llegando el S_{11} a un valor de -40dB. Se obtiene un ancho de banda de adaptación del 9.5% para el diseño del array de cuatro antenas parche.

Una vez establecidos los tamaños del parche, la cavidad y la longitud del codo, la distribución de campo eléctrico (figura 5.15) y el diagrama de radiación (figura 5.16) tendrán el siguiente aspecto:

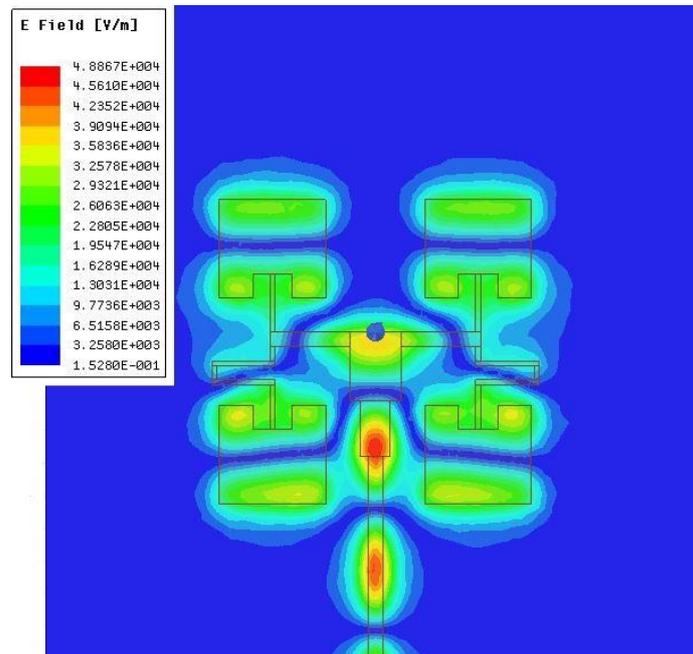


Figura 5.15 Distribución de campo E en el array de 4 antenas parche a 60GHz.

Pese a haber reducido la anchura del parche con el fin de eliminar el acoplo de potencia entre parches inferiores y línea de transmisión principal, no se consigue este objetivo en su totalidad, pero se logra reducir bastante.

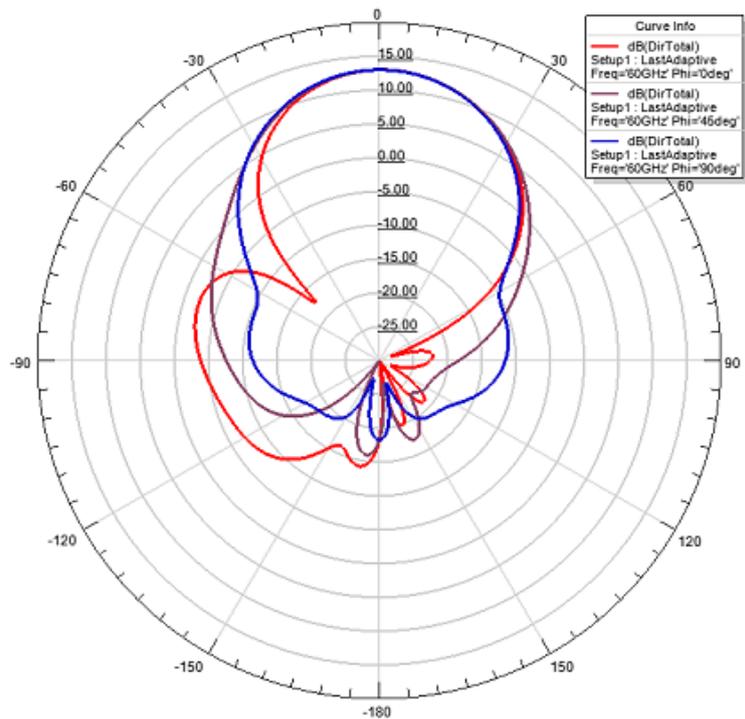


Figura 5.16 Diagrama de radiación del array de 4 antenas parche alimentadas en paralelo.

Respecto al valor de la directividad, 13dB, se obtiene el valor esperado, pero se puede observar que el lóbulo situado en torno a -70° en el corte de $\Phi=0^\circ$ empieza a ser bastante pronunciado. Para verlo desde perspectiva, se representa el diagrama de radiación en una gráfica rectangular.

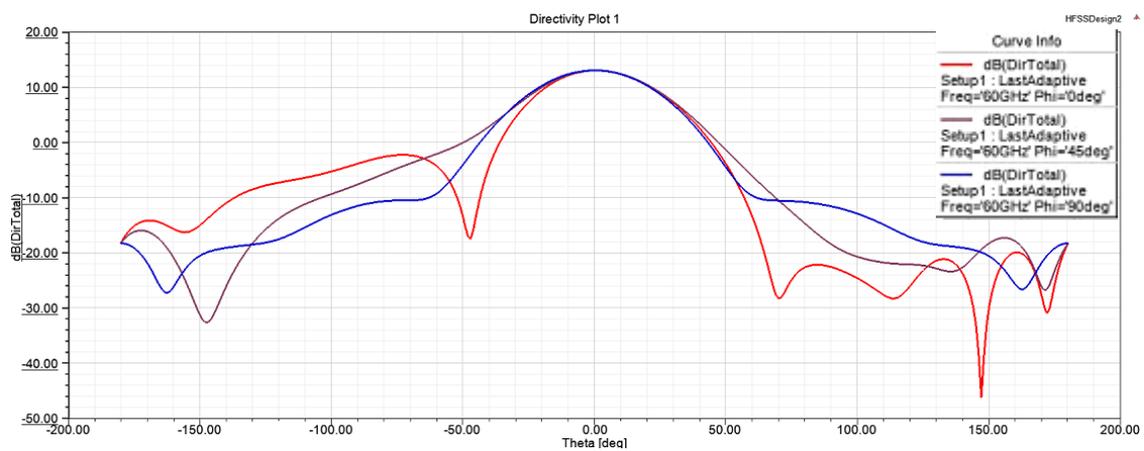


Figura 5.17 Diagrama de radiación en gráfica rectangular del array de 4 antenas parche alimentadas en paralelo.

Se observa en la gráfica de la figura 5.17 que entre el lóbulo secundario de $\Phi=0^\circ$ y su simétrico hay una diferencia de unos 20dB. Esto puede ser un problema a la hora de cumplir con el objetivo marcado de obtener un NLPS=12dB, pero como se ha comentado en apartados anteriores, se intentará solucionarlo mediante la alimentación del array con coaxial en el diseño final.

5.6 Diseño del array de 4 parche alimentados en serie

Como se comenta anteriormente, el diseño se caracterizará por haber escogido una alimentación en serie de los parches. Esto permitirá aumentar el NLPS. En este apartado se diseñará un array de 2x2 parches alimentados en serie, que tendrá este aspecto:

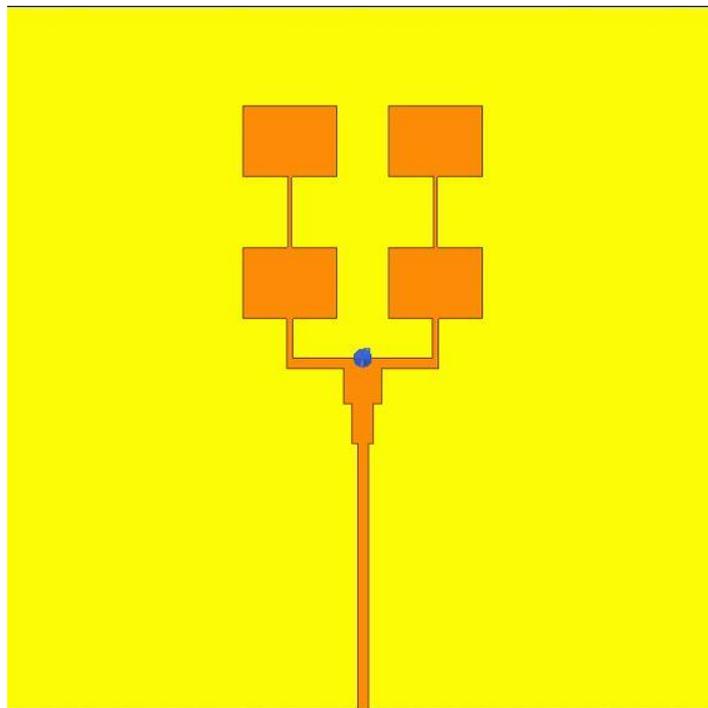


Figura 5.18 Diseño del array de 4 antenas parche con alimentación en serie.

El parámetro a tener en cuenta en este diseño será la distancia entre los parches de los extremos y los parches centrales para que no aparezcan grating lobes, recordando que la distancia óptima estará en torno a $0.6\lambda_0$.

La longitud de la línea *microstrip* también influirá en que los parches radien en fase, por tanto, se realiza un barrido (figura 5.19) para ver cuál es la longitud de la línea que ofrece mejores resultados. La anchura que se escoja será la misma que para las líneas que alimentan los parches centrales, 0.08mm.

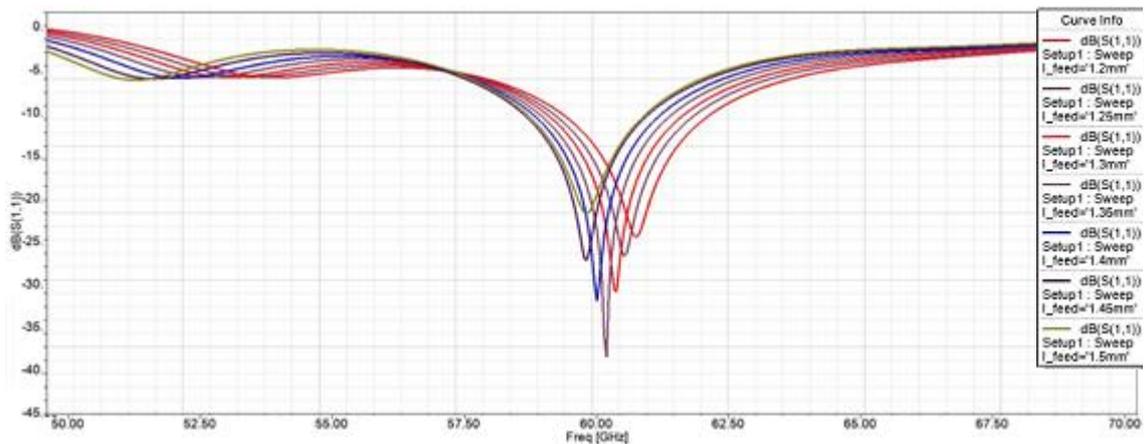


Figura 5.19 Resultados obtenidos tras el barrido de la longitud de la línea para alimentación en serie.

Con los resultados obtenidos, se puede deducir que con una longitud de línea de 1.4mm se conseguirá una buena adaptación, con un S_{11} de unos -33dB. El ancho de banda de adaptación calculado para este diseño será del 7.6%.

Con esta longitud, se dibuja el diagrama de radiación (figura 5.20) y la distribución de campo E en el array (figura 5.21)

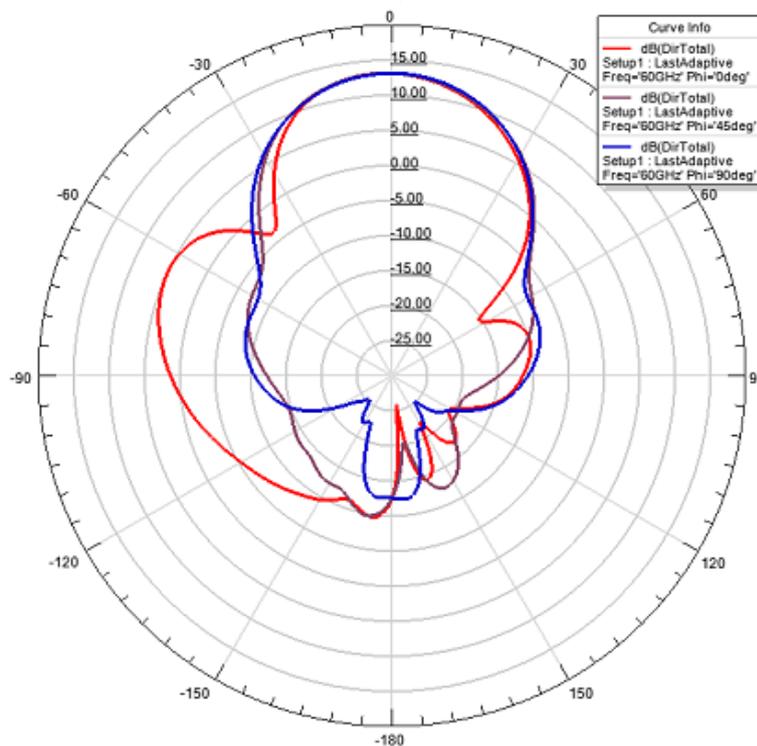


Figura 5.20 Diagrama de radiación para el array de 4 antenas parche con alimentación en serie.

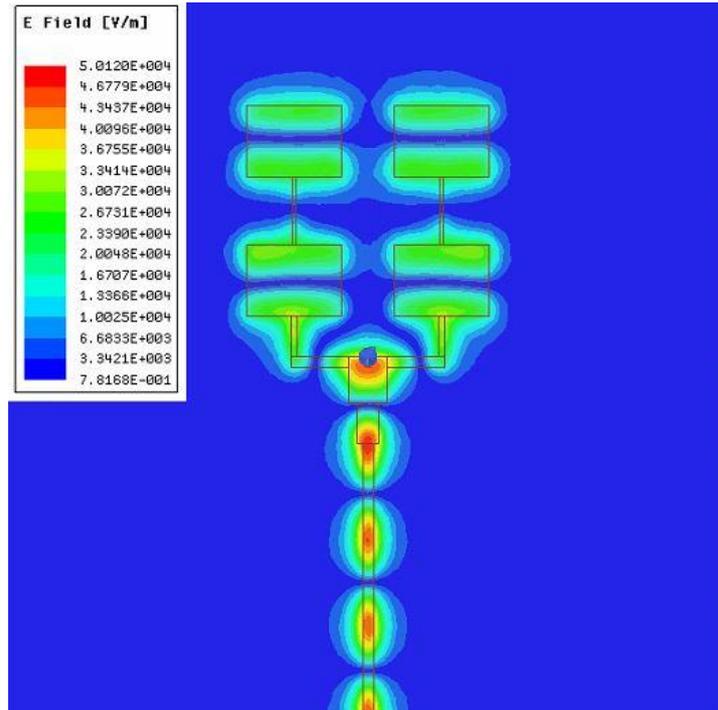


Figura 5.21 Distribución de campo E en el array de 4 antenas parche con alimentación en serie.

Se observa que además de conseguir una buena adaptación, no aparecerán grating lobes y los cuatro parches radian en fase.

5.7 Diseño del array de 8 antenas parche alimentadas en serie

En el aumento progresivo de las antenas parche en el diseño para aumentar la directividad del array, el número de elementos asciende ahora a ocho. Esto proporcionaría, teóricamente, una $D=16\text{dB}$ aproximadamente.

El diseño consta de dos arrays, alimentados en paralelo, de 4×1 en los que sus parches estarán alimentados en serie.

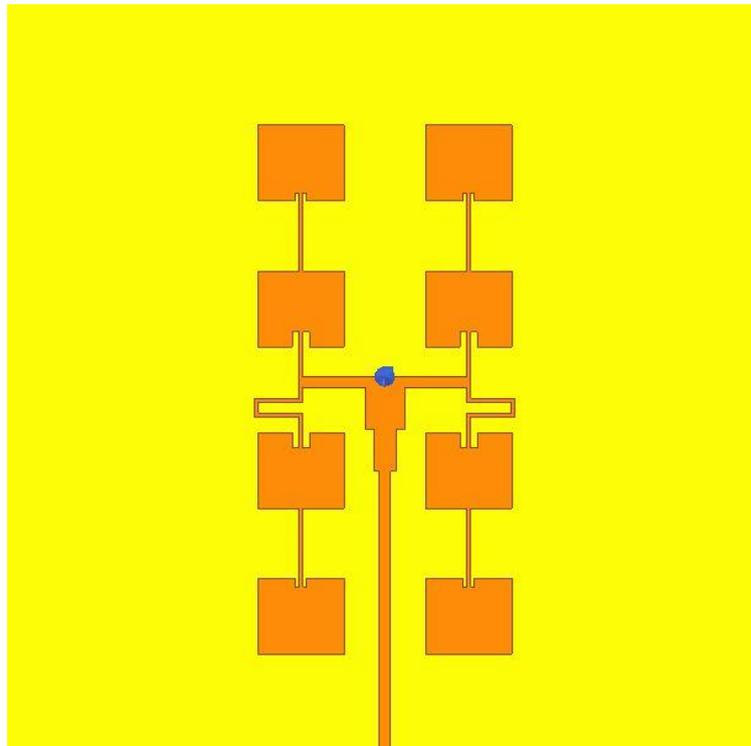


Figura 5.22 Diseño del array de 8 antenas parche con alimentación en serie a 60GHz.

El problema que se encuentra en este diseño será, de nuevo, adaptar la impedancia de los parches de los extremos. Se probará con distintas longitudes y anchuras de cavidad hasta obtener el adecuado.

Se realiza un barrido para determinar estos valores, con los siguientes resultados:

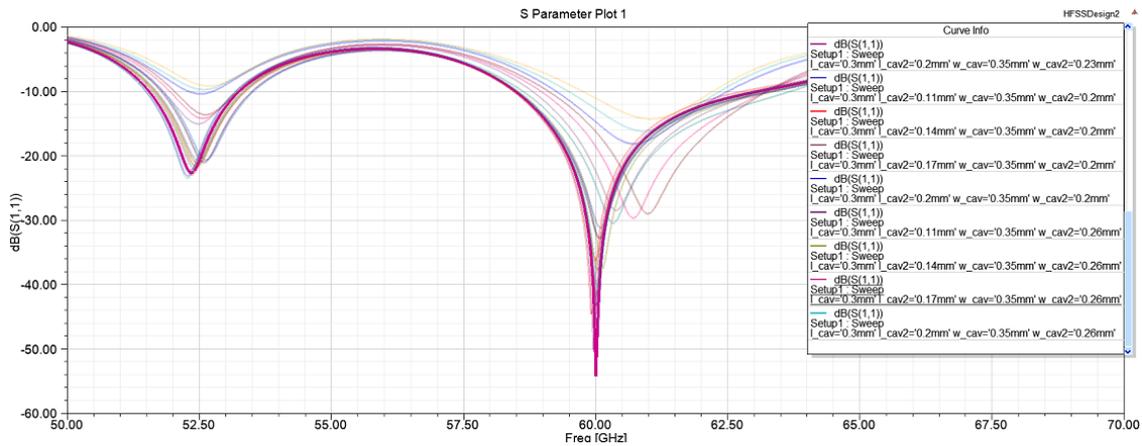


Figura 5.23 Resultados obtenidos tras el barrido para el tamaño de ambas cavidades.

Se observa, que se obtiene una buena adaptación, con un S_{11} de -55dB para unos valores que serán de 0.3mm de largo y 0.35mm de ancho para las cavidades de los parches centrales y de 0.17mm de largo y 0.26mm de ancho para los parches de los extremos. El ancho de banda de adaptación que proporciona este diseño, calculado con la ecuación 5.1 es de 7.5%.

Con estos valores establecidos, se dibujan la distribución de campo E (figura 5.24) y el diagrama de radiación (figura 5.25)

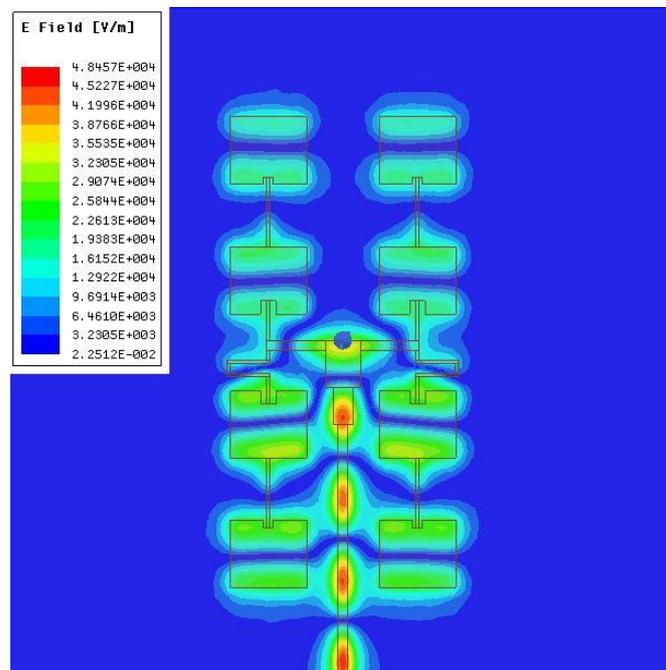


Figura 5.24 Distribución de campo E en el array de 8 antenas parcha alimentadas en serie.

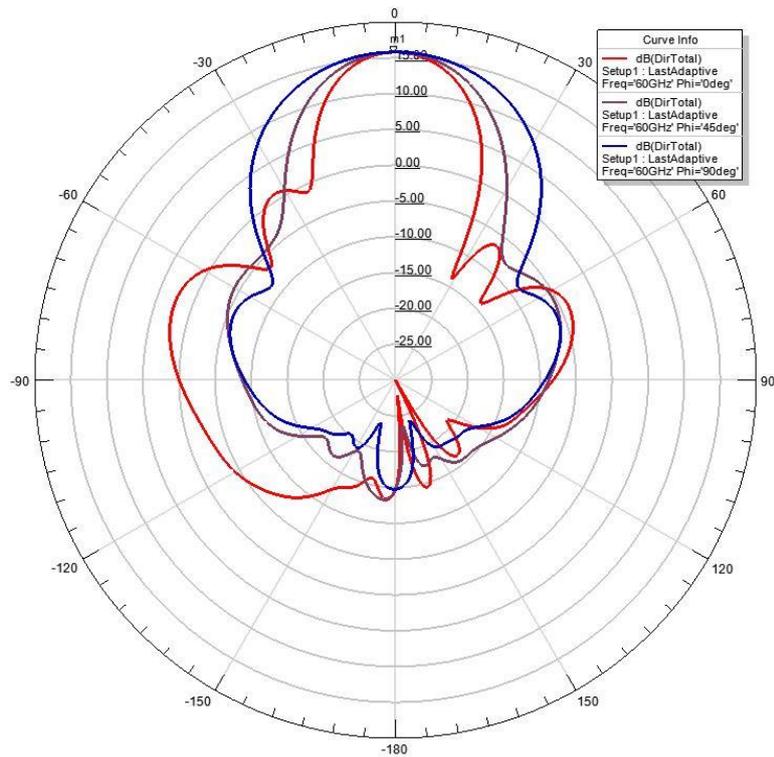


Figura 5.25 Diagrama de radiación para el array de 8 antenas parche alimentadas en serie.

Se observa en la figura 5.24, que los cuatro parches superiores radian menos potencia que los cuatro parches inferiores. Esto es a causa del acoplo de potencia que se produce entre estos y la línea de transmisión principal. No se podrá reducir más el tamaño de los parches, porque provocará que resuenen a otra frecuencia distinta de 60GHz.

En cuanto al diagrama de radiación, se obtiene que el array posee una directividad de 16dB, resultado esperado, pero se siguen observando el lóbulo pronunciado en el corte de $\Phi=0^\circ$ comentado anteriormente. Habrá que esperar a alimentar el diseño mediante un coaxial para ver mejorados estos aspectos.

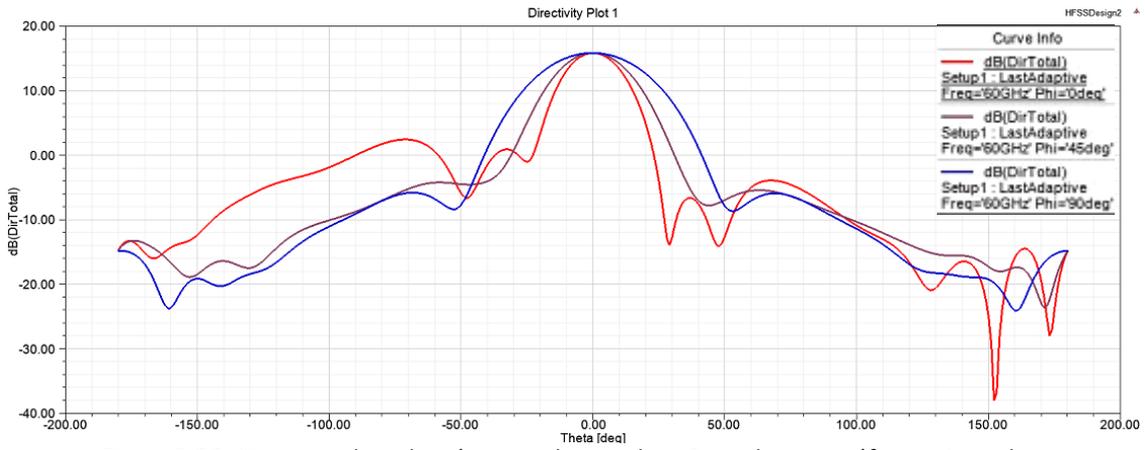


Figura 5.26 Diagrama de radiación para el array de 4x2 parches en gráfica rectangular.

En la figura 5.26 se ve cómo aunque los lóbulos secundarios no son simétricos, se obtiene un NLPS de 13dB en el caso más desfavorable, siendo éste el lóbulo secundario situado en $\Theta = -70^\circ$.

5.8 Diseño del array de 16 antenas parche alimentadas en serie

El diseño contará ahora con 16 antenas parche. Estarán distribuidas de manera que tengan 4 “filas” con 4 antenas parche cada una. Habrá que replicar las 2 “filas” que se tenían en el diseño anterior, a una distancia a la que no aparezcan grating lobes y todos los parches radien en fase. La directividad teórica que se conseguirá teóricamente en este diseño será de unos 19dB.

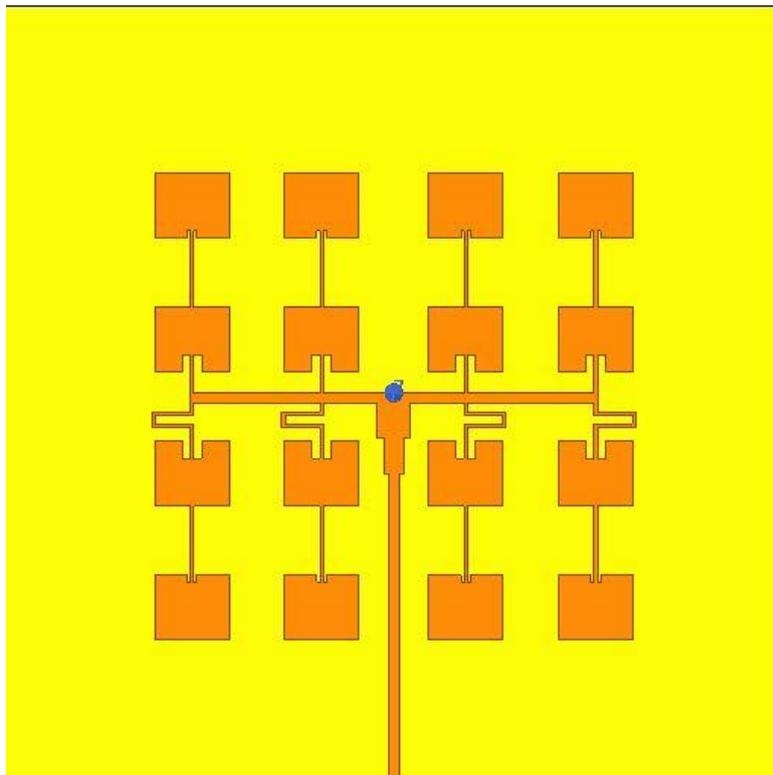


Figura 5.27 Diseño del array de 16 antenas parche con alimentación en serie.

Para empezar a diseñar este array de 4x4, se replican los arrays de 4x1 antenas parche a una longitud que cumpla con los $0.6\lambda_0$, por tanto, la línea que alimenta los nuevos arrays de 4x1 tendrá una longitud de 3mm.

Si se muestra la distribución de campo E (figura 4.27) se observa que los parches no radian en fase.

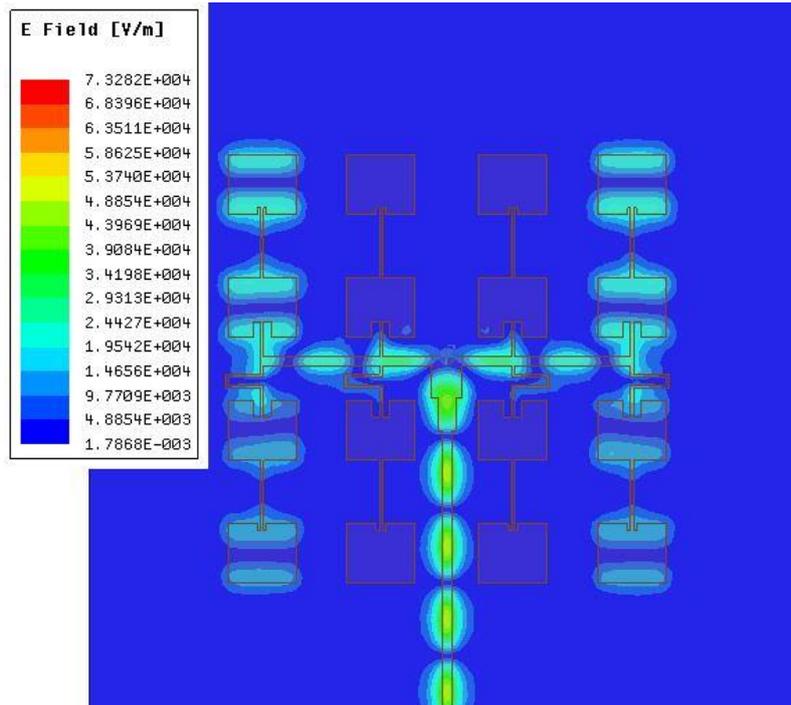


Figura 5.28 Distribución de campo E en el array de 16 parches con una longitud de línea de 3mm.

Por tanto, se realiza un barrido para hallar el valor de longitud para la línea que haga que los parches radien en fase sin que aparezcan grating lobes. Se puede intuir que la longitud será cercana a los 3.77mm que corresponden a 360° de longitud eléctrica.

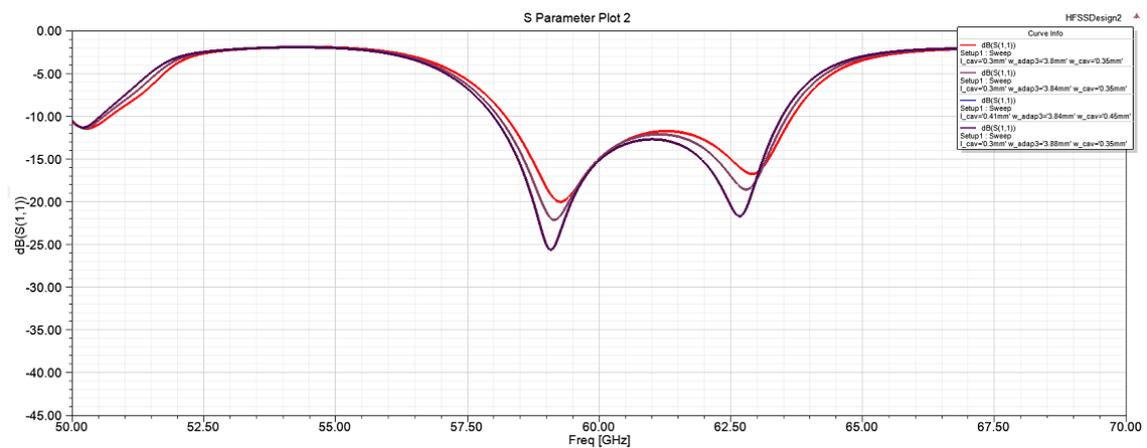


Figura 5.29 Resultados del barrido para determinar la longitud de la línea.

Con los resultados obtenidos en el barrido se puede afirmar que una longitud en torno a 3.8mm o 3.9mm puede ser lo correcto, pero en realidad ningún valor ofrece un S_{11} centrado en nuestra frecuencia de trabajo.

Es por ello que se realiza otro barrido variando el tamaño de las cavidades de los parches centrales para intentar tener una buena adaptación en la frecuencia de 60GHz.

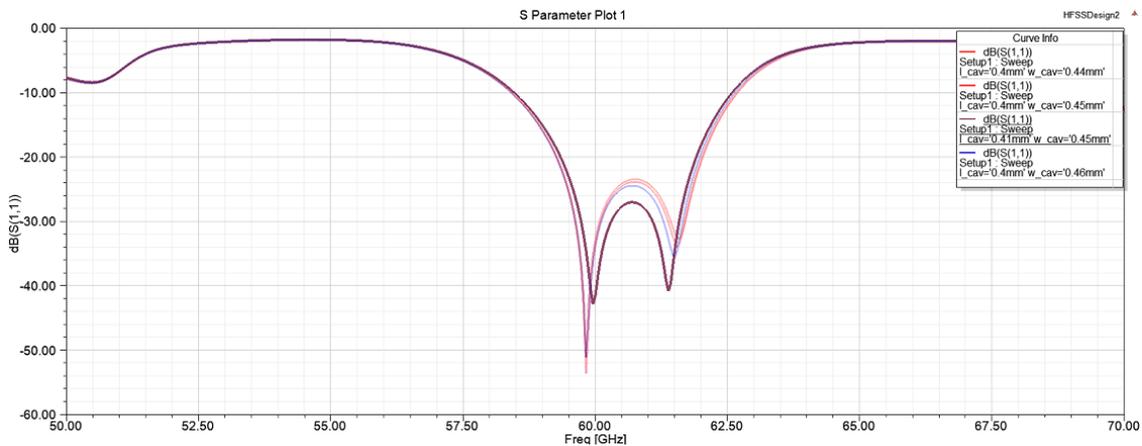


Figura 5.30 Resultados del barrido para determinar la longitud de la línea y tamaño de cavidad.

Realizado el segundo barrido, se obtiene que para una longitud de línea de 3.84mm y para un tamaño de cavidad de los parches centrales de 0.41mm de longitud y 0.45mm de ancho, el valor del a la frecuencia de 60GHz S_{11} será de -48dB, por lo que se tendrá entonces una buena adaptación. Se calcula también el valor del ancho de banda de adaptación, que para este diseño será de 6.8%.

Se dibujan una vez obtenidos estos resultados la distribución de campo E en el array (figura 5.31) y el diagrama de radiación (figura 5.32)

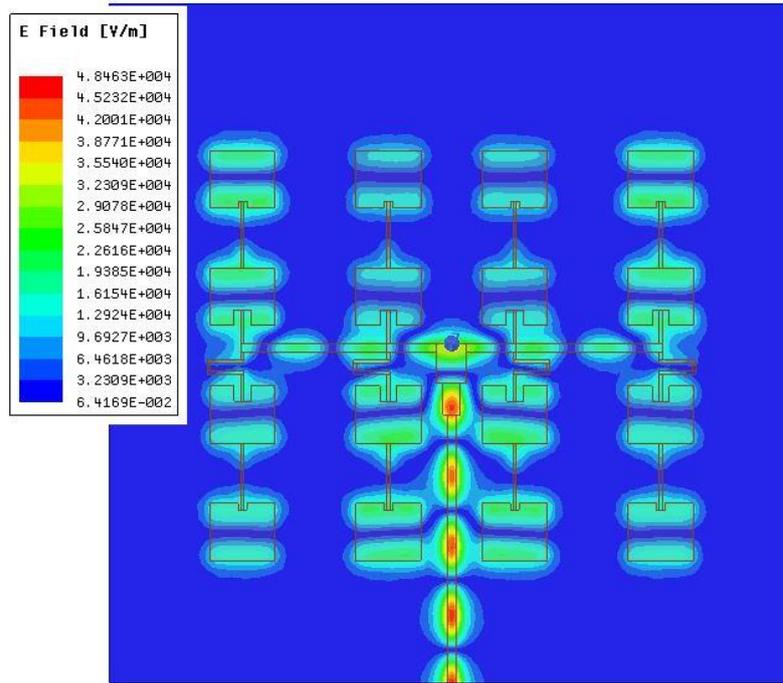


Figura 5.31 Distribución de campo E por el array de 16 antenas parches alimentadas en serie.

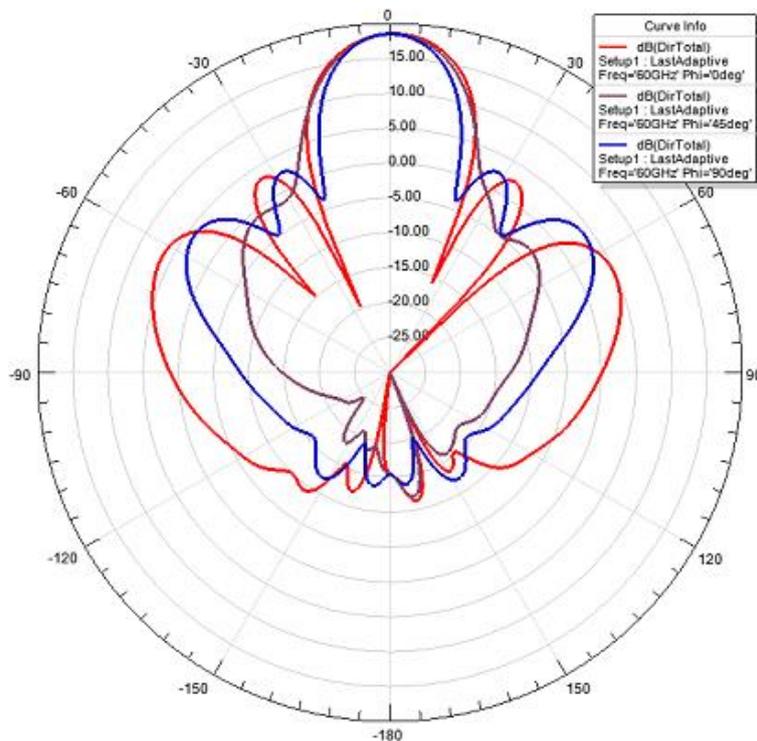


Figura 5.32 Diagrama de radiación del array de 16 antenas parchea alimentadas en serie.

Ahora, los dieciséis parches radiarán en fase y la directividad que se obtiene es aproximadamente de 19dB, cerca de los 21dB deseados. En cuanto al NLPS, se observa mejor su valor en la representación rectangular del diagrama de radiación (figura 4.32)

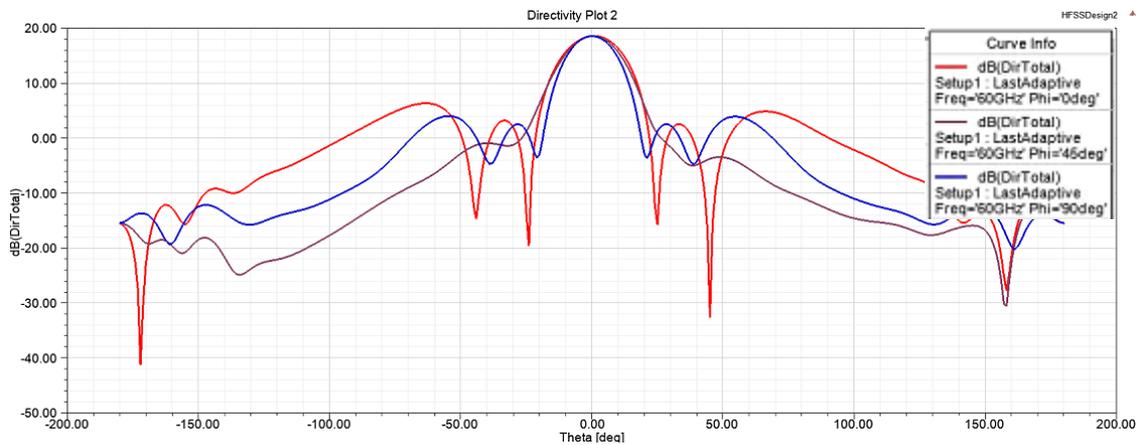


Figura 5.33 Diagrama de radiación del array 4x4 en gráfica rectangular.

El NLPS en este diseño es de 12.2dB, por lo que en este aspecto se cumpliría el objetivo marcado al inicio del proyecto.

5.9 Diseño del array de 36 antenas parche alimentadas en serie

Por los resultados obtenidos en el anterior diseño se intuye que con los treinta y seis parches dispuestos en 6 arrays de 6x1, se cumplirá con una directividad de 21dB y un NLPS de 12dB.

Esta vez no se duplicará el número de parches respecto al diseño anterior por el hecho de obtener un diseño simétricos, es decir, que se dispongan el mismo número de parches en el eje "x" que en el eje "y".

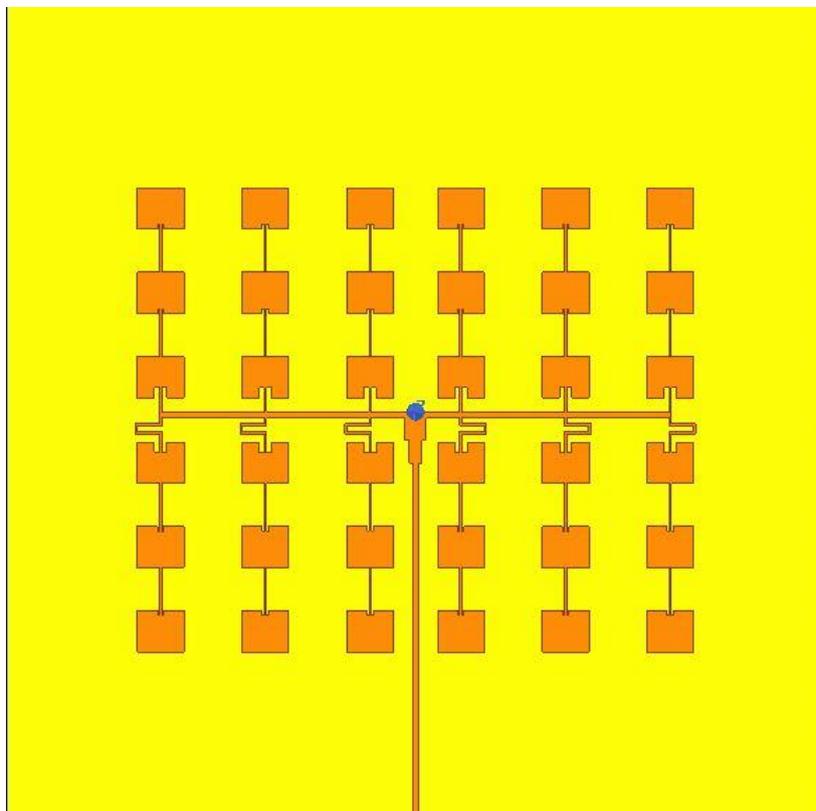


Figura 5.34 Diseño del array de 36 antenas parche con alimentación en serie.

Como se observa en la figura 5.34, se añaden dos arrays más de 4x1 y a cada uno de los 6 que ya se tenían y se le añade una antena parche a cada extremo. Así se obtienen 6 arrays de 6x1 parches.

Para simular un diseño con un número tan grande de elementos, el software HFSS dará problemas de memoria, pero proporciona herramientas para simular "la mitad" del diseño estableciendo un plano de simetría. Se explica este proceso a continuación.

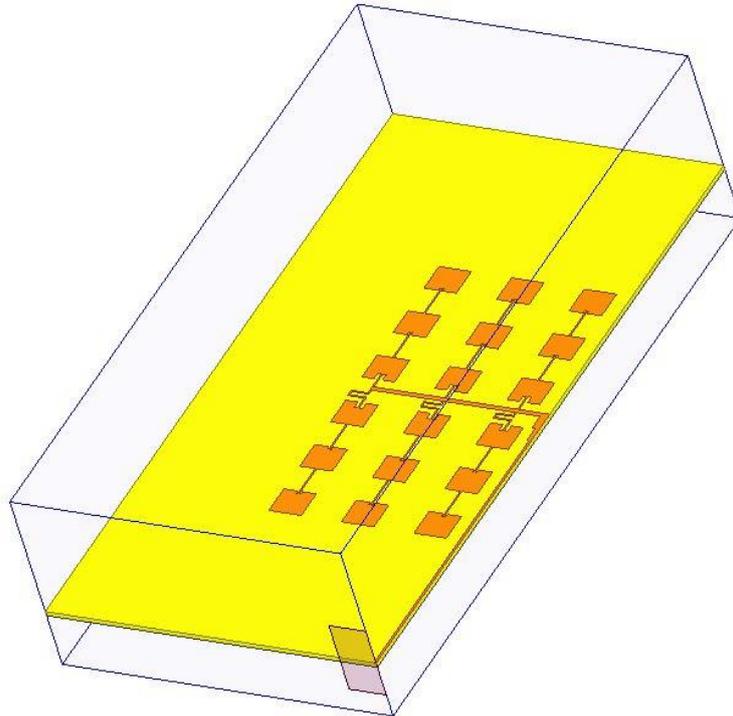


Figura 5.35 Simétrico del diseño respecto al plano XZ

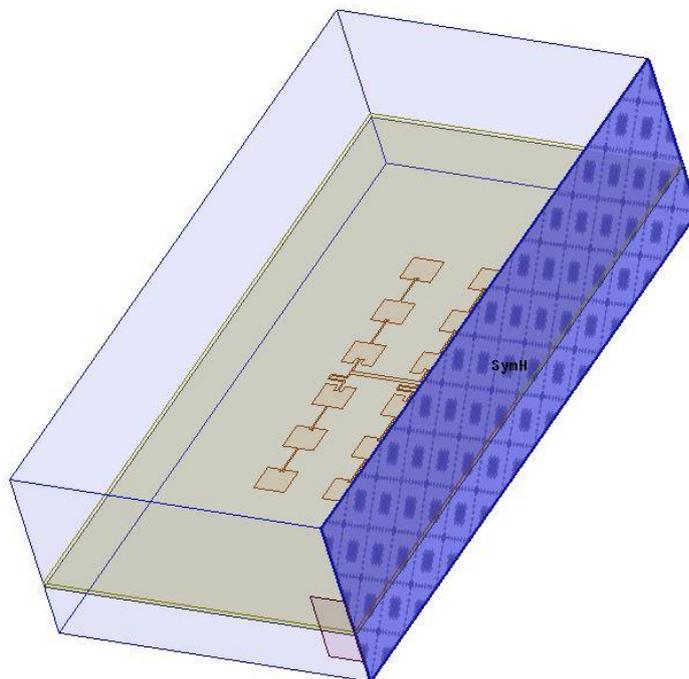


Figura 5.36 Plano de simetría que permite simular la parte simétrica eliminada.

Lo que se hace en la figura 5.35 es eliminar la mitad del diseño, simétricamente, para así reducir el número de elementos que el software tiene que procesar para la simulación. No basta con esto, hay que asignar en la cara del cubo de radiación que coincide con el plano en el que se ha establecido la simetría (XZ) el *boundary* "Symmetry". Con esto lo que se pretende es simular únicamente la parte del diseño que se observa y HFSS se encarga de "autocompletar" los resultados mediante simetría.

A la hora de establecer el *boundary*, se debes escoger en qué plano, E o H, realizar la simetría. La diferencia radica en que si se escoge plano E, habrá que multiplicar la impedancia del puerto por 2 y si se escoge plano H, habrá que multiplicar la impedancia del puerto por 0.5.

En este diseño, se realiza la simetría en el plano H, por lo que se multiplica la impedancia del puerto por 0.5.

El resultado que se obtiene al simular este array de 36 parches se ve en la figura 4.35.

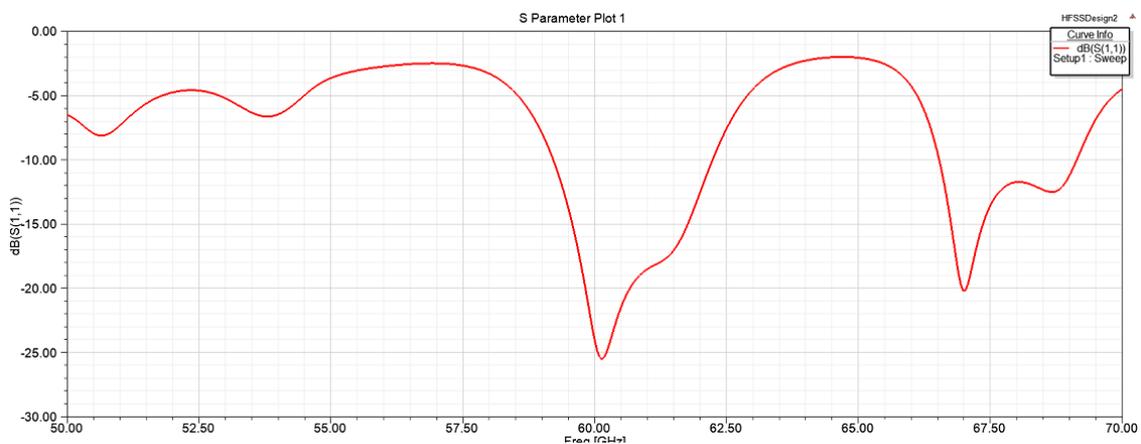


Figura 5.37 Resultados de la simulación simétrica del array de 36 antenas parche alimentadas en serie.

Aunque el resultado obtenido es bueno (S_{11} de -25dB), se busca una mejor adaptación para el diseño. Para ello habrá que ajustar otra vez el tamaño de cavidad de los parches centrales realizando un barrido paramétrico.

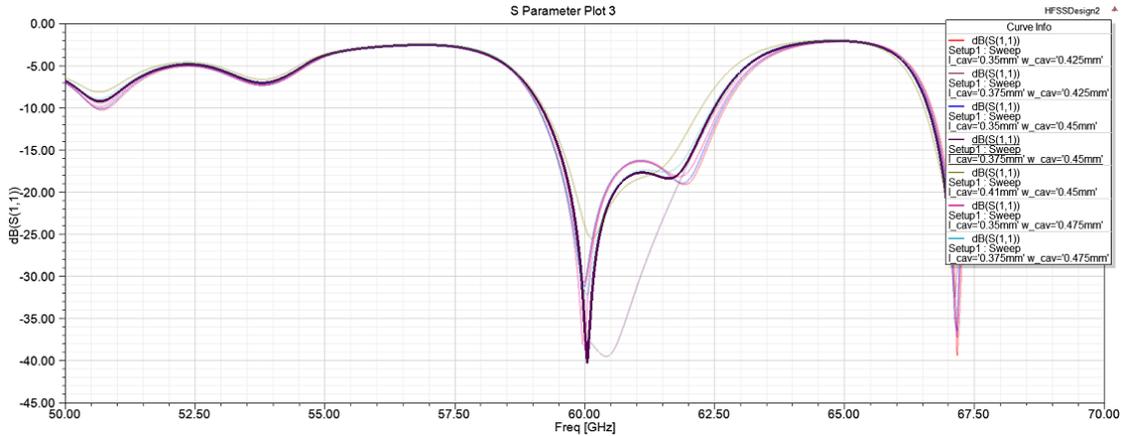


Figura 5.38 Resultados del barrido paramétrico sobre el tamaño de cavidad.

En la figura 5.38 se observa que con una longitud de 0.375mm y una anchura de 0.45mm para la cavidad, el diseño tendrá un S_{11} de entre -35 y -43dB aproximadamente. El ancho de banda de adaptación que ofrece el array de 36 parches es de 5%.

Con este tamaño de cavidad, se dibuja la distribución de campo E en el array (figura 5.39) y el diagrama de radiación (figura 5.40)

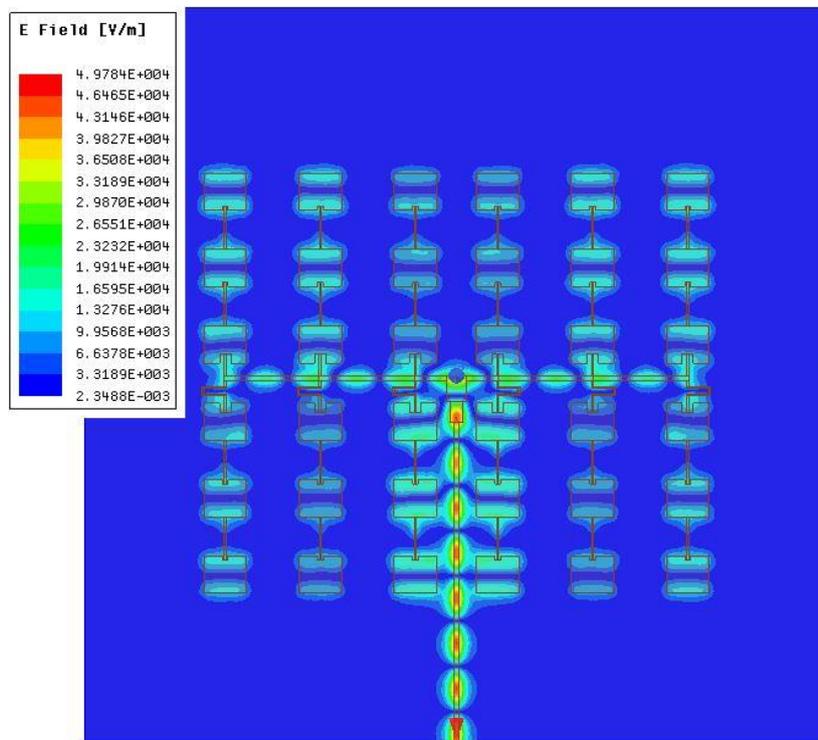


Figura 5.39 Distribución de campo E en el array de 36 antenas parche alimentadas en serie.

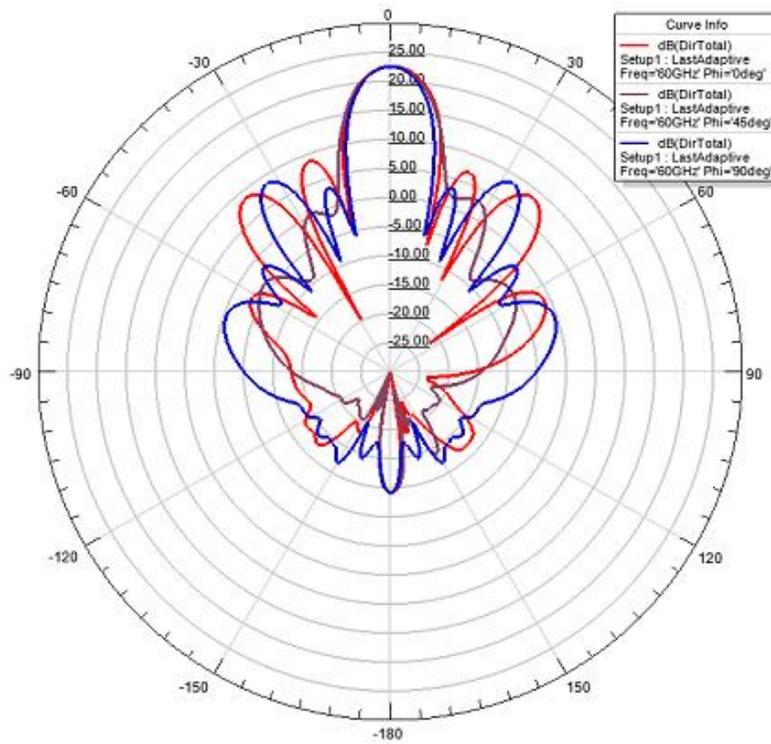


Figura 5.40 Diagrama de radiación del array de 36 antenas parche alimentadas en serie.

Se representa también el diagrama de radiación en gráfica rectangular, que permitirá tener una mejor perspectiva sobre la relación entre el nivel de los lóbulos.

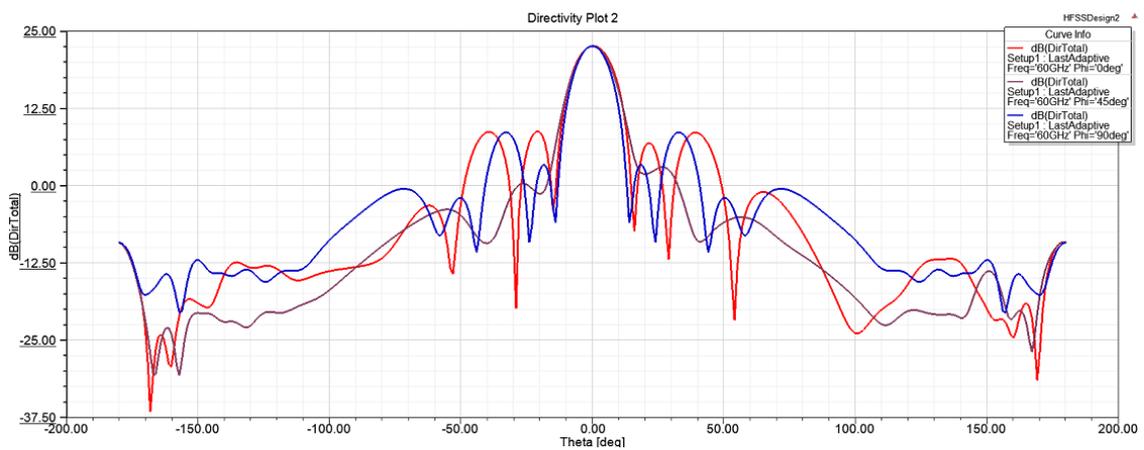


Figura 5.41 Diagrama de radiación en gráfica rectangular.

Como se observa en las figuras 5.40 y 5.41, con este diseño se cumple con los objetivos que se habían establecido. El diseño de 36 antenas parche tendrá una directividad de 22.6dB y un NLPS de 14dB.

En este diseño final se sigue observando la asimetría que existe en los lóbulos que aparecen en $\Theta=-70^\circ$ y $\Theta=70^\circ$ del corte $\Phi=0^\circ$, aunque esta vez no es tan pronunciada como anteriormente. Además, este lóbulo deja de ser el secundario ya que aparecen otros dos en $\Theta=-20^\circ$ y en $\Theta=-40^\circ$.

Aun así, se crea un diseño con alimentación mediante sonda coaxial para ver los resultados que ofrece.

5.10 Divisor de potencias 3dB con sonda coaxial

Como se ha comentado a lo largo del diseño, habrá que tratar de eliminar el acoplo de potencias de la línea de transmisión principal a los parches y el lóbulo secundario que aparece en el corte de $\Phi=0^\circ$ en torno a $\Theta=-70^\circ$.

Para ello, lo que se hará será alimentar el array de parches mediante un cable coaxial.

El conector del cable constará de una cubierta de teflón y un pin de oro, que será el que entre en contacto con la línea microstrip de 100Ω . Para seguir cumpliendo con la división de potencia de 3dB, el pin deberá de tener una impedancia de 50Ω .

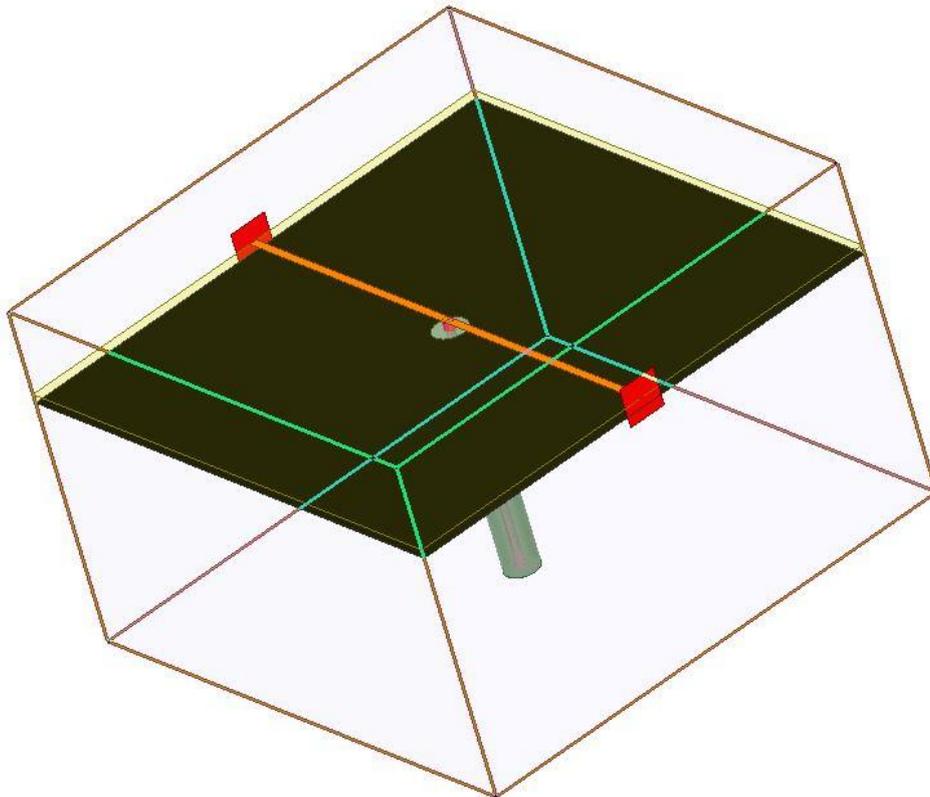


Figura 5.42 Divisor de potencia 3dB con sonda coaxial.

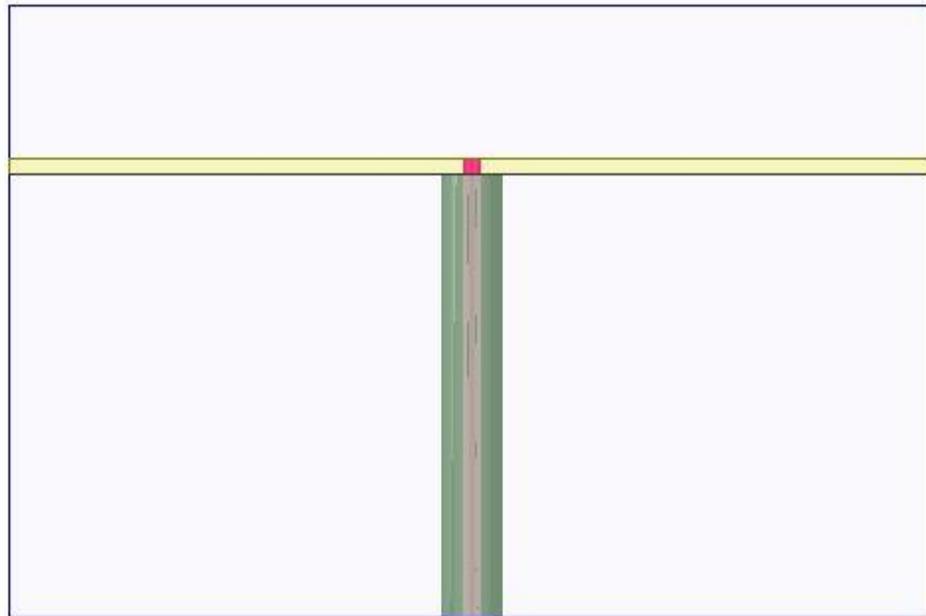


Figura 5.43 Contacto del pin con la línea de 100Ω.

Para que el conector cumpla con las especificaciones arriba indicadas (impedancia del pin 50Ω y frecuencia de trabajo de 60GHz), las medidas serán:

	Longitud(mm)	Radio(mm)
Pin (Oro)	7.5	0.1524
Cubierta (Teflón)	7.246	0.4953

Ofrecerá los siguientes resultados en cuanto a la división de potencias se refiere:

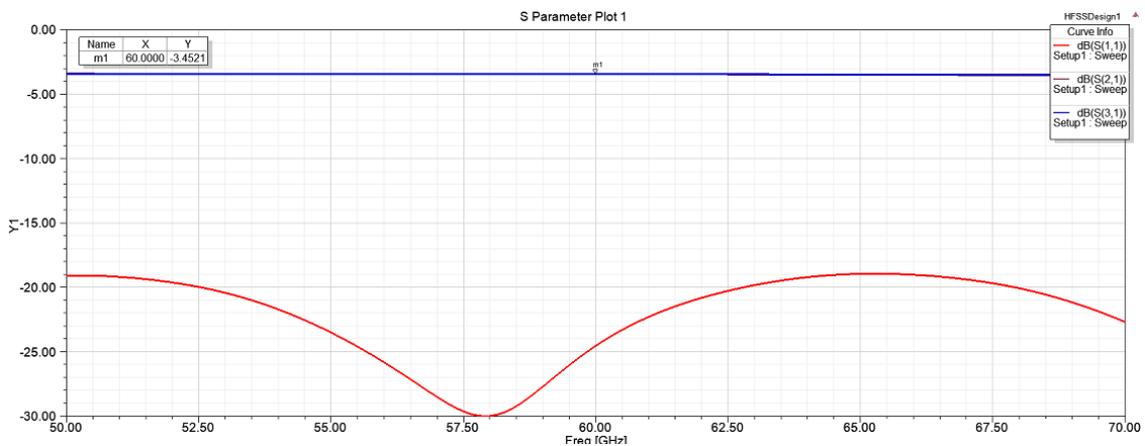


Figura 5.44 Resultados del divisor de potencia 3dB con sonda coaxial.

Como se observa en la figura 5.44, ofrece mejores resultados que el divisor de potencia en el que la línea principal era una línea microstrip. Los parámetros S_{21} y S_{31} tienen un valor aproximado de -3.4dB.

En cuanto al S_{11} tiene un valor de -25dB en 60GHz, por lo que se tiene una buena adaptación.

5.11 Diseño del array de 36 antenas parche alimentadas con sonda coaxial

Como se ha estado viendo en el desarrollo del diseño, la alimentación mediante línea *microstrip* produce una asimetría entre los lóbulos de $\Theta=-70^\circ$ y $\Theta=70^\circ$ del corte $\Phi=0^\circ$.

En el último diseño se puede observar que deja de ser notoria y no se considera que pueda suponer un problema. De todos modos, se implementa al diseño una alimentación por sonda coaxial, que como se ha visto en el *capítulo 2, apartado 2.3.1* puede aportar una serie de ventajas al estar el sistema de alimentación aislado del array de antenas parche, aunque el diseño será complejo.

Este será el aspecto después de haber realizado la división simétrica del diseño para su análisis.

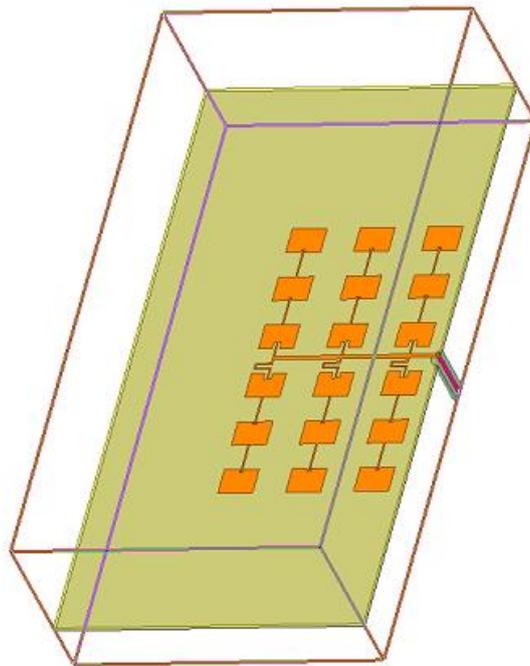


Figura 5.45 División simétrica del array alimentado por sonda coaxial.

Como se puede ver en la figura 5.46, la adaptación no será buena para este diseño, por tanto, se realiza un barrido bastante amplio para encontrar el tamaño de las cavidades de los parches centrales que permita tener un buen acoplamiento de impedancias. Cabe destacar, que en el barrido también se establece, al desaparecer la línea de transmisión *microstrip*, la anchura de la antena parche original, 1.9764mm.

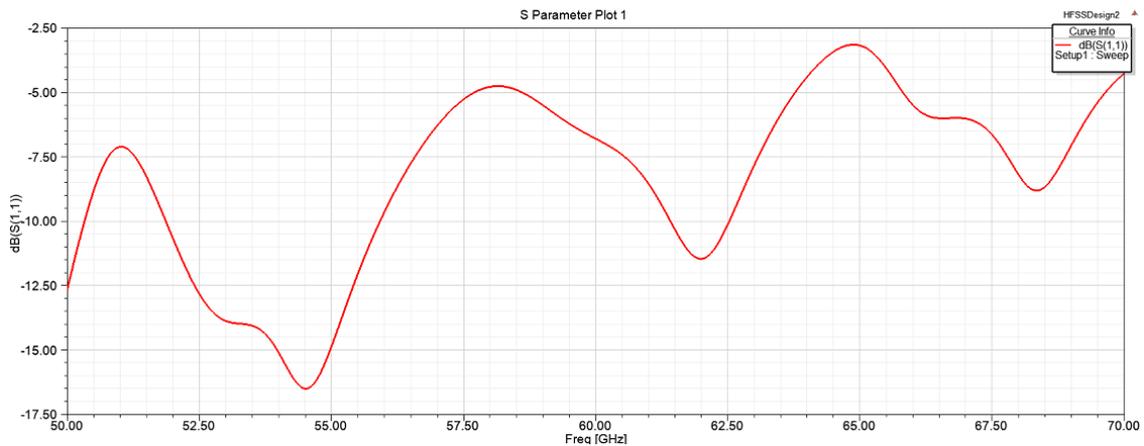


Figura 5.46 Adaptación para el diseño del array de 36 antenas parche alimentadas con sonda coaxial.

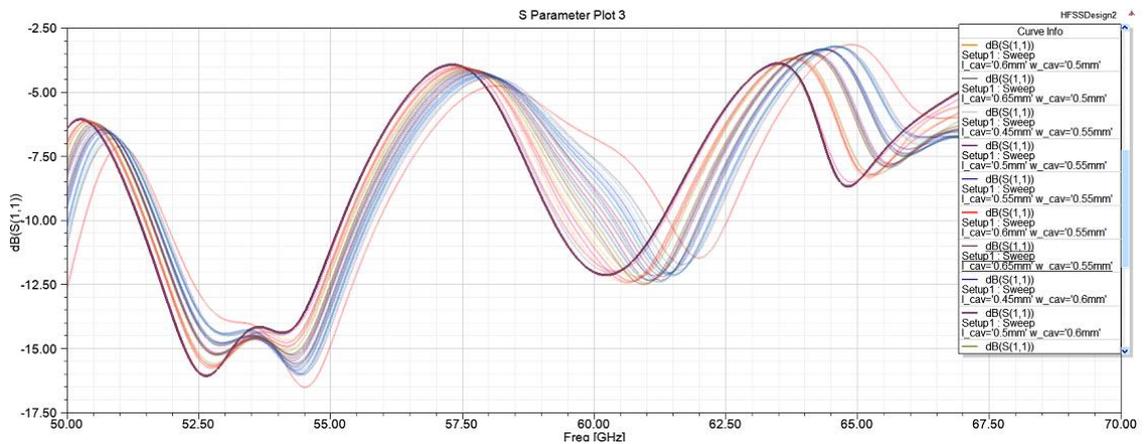


Figura 5.47 Resultado del barrido para encontrar el tamaño de cavidad.

El mejor valor que se obtiene del parámetro S_{11} es de -12dB aproximadamente, lo cual se considera aceptable, para una cavidad de los parches centrales de 0.65mm de longitud y 0.55mm de ancho.

Con estos resultados, se procede a dibujar el diagrama de radiación (figura 5.48) y la distribución de campo E por el array (figura 5.49).

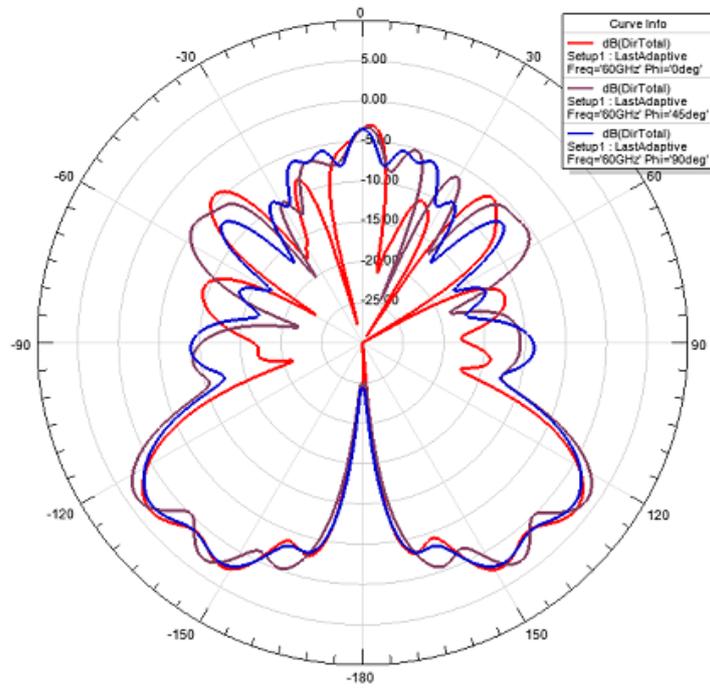


Figura 5.48 Diagrama de radiación del array de 36 antenas parche alimentado por sonda coaxial.

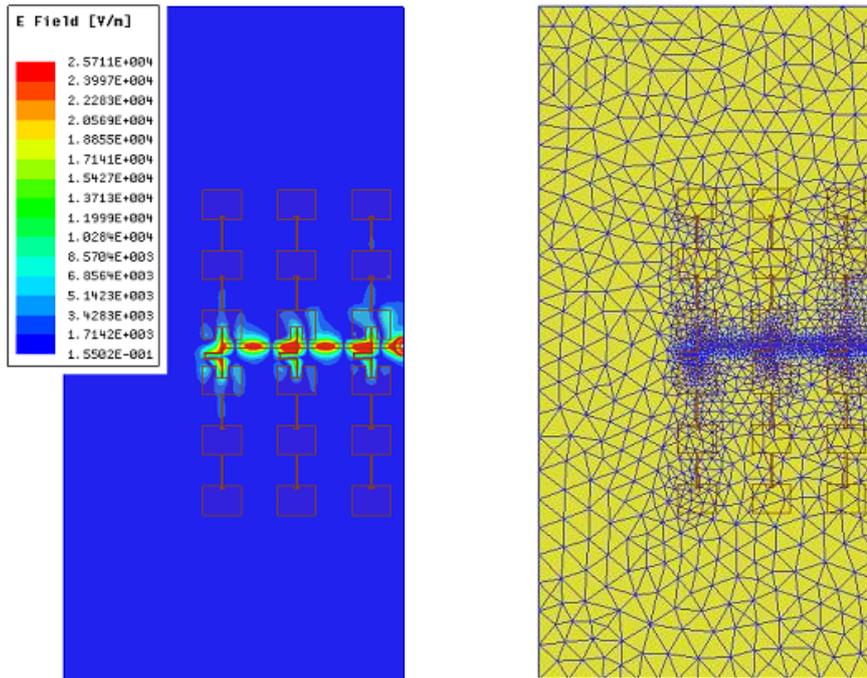


Figura 5.49 Distribución de campo E y mallado del array de 36 antenas parche alimentado por sonda coaxial.

Como se observa en la figura 5.49, no hay una buena adaptación de impedancias entre las líneas de alimentación y las antenas parche, por lo que apenas se transmite potencia a éstas.

Ante la dificultad que se encuentra para adaptar la las impedancias con este método de alimentación directa, queda pendiente como una de las líneas futuras de trabajo. No se ha podido avanzar más en este diseño por falta de tiempo.

5.12 Diseño del array de 36 antenas parche con alimentación en serie y conector coaxial

Una vez aplazada la alimentación mediante sonda coaxial, se vuelve al diseño de un array de 36 antenas parche con alimentación en serie mediante línea microstrip para insertarle un conector coaxial.

El aspecto final será el siguiente:

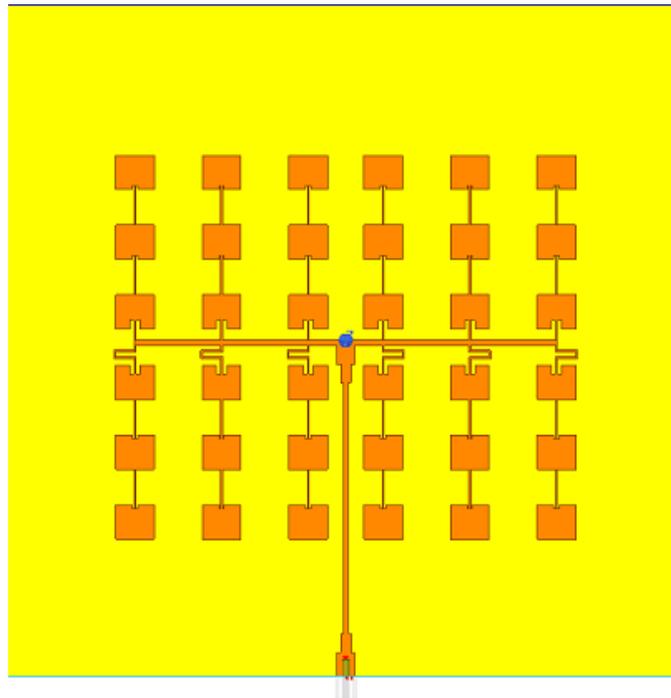


Figura 5.50 Diseño final del array de 36 parches alimentados en serie con conector coaxial.

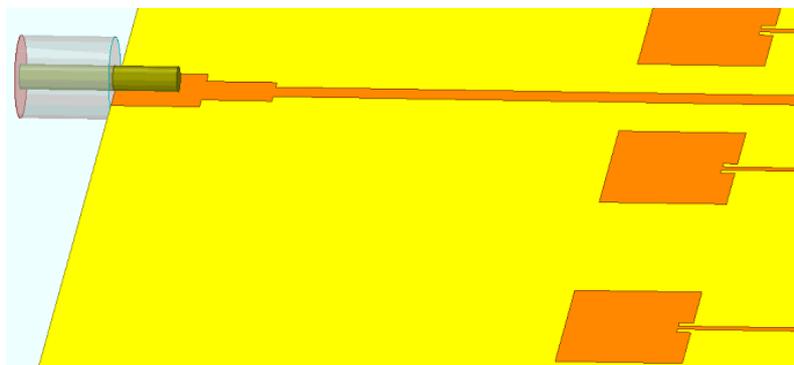


Figura 5.51 Conector coaxial empleado para alimentar la línea de transmisión principal.

Las medidas del conector serán las descritas en el apartado del divisor 3db con sonda coaxial de este mismo capítulo.

Para alimentar la línea de transmisión principal se hace que ésta entre en contacto con el pin del conector coaxial. Habrá que implementar un adaptador $\lambda/4$ debido a que la impedancia del pin del conector coaxial es de 50Ω y nuestra línea de transmisión principal tiene una impedancia de 100Ω . El adaptador tendrá las mismas dimensiones que el colocado justamente al otro extremo de la línea, que serán una longitud de 0.84275mm y una anchura de 0.44894mm .

Se simula el diseño con el conector coaxial, obteniendo los siguientes resultados:

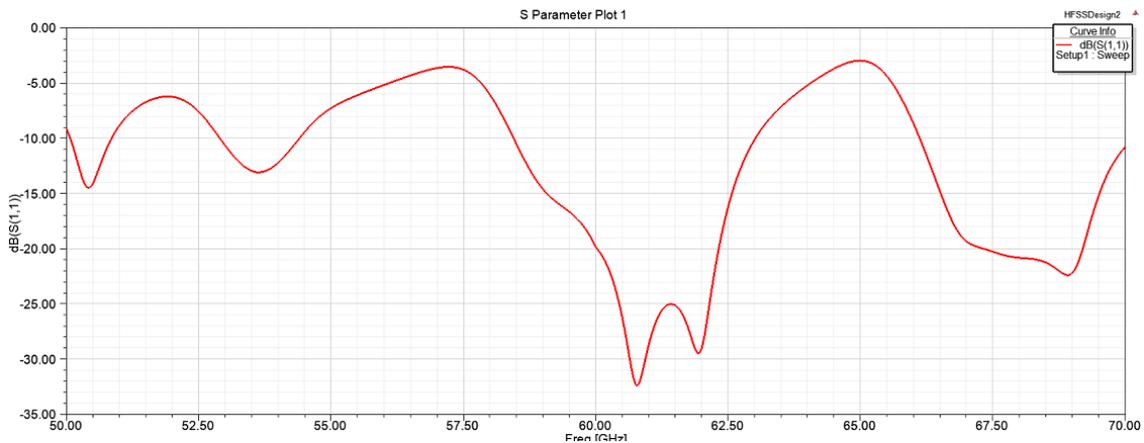


Figura 5.52 S_{11} para el array de 36 parches con línea alimentada por conector coaxial.

Se puede ver que los valores de S_{11} son similares a los obtenidos a los del diseño del array de 36 parches al que no se le ha colocado el conector coaxial sobre la línea de transmisión, pero desplazados ligeramente hacia frecuencias superiores. Aun así, el valor de S_{11} para frecuencia de trabajo, 60GHz , será de -20dB , lo cual se puede considerar una buena adaptación. Por último, se obtiene el ancho de banda de adaptación para este diseño final de 36 parches con sonda coaxial implementada. Tendrá un valor de 7.5% .

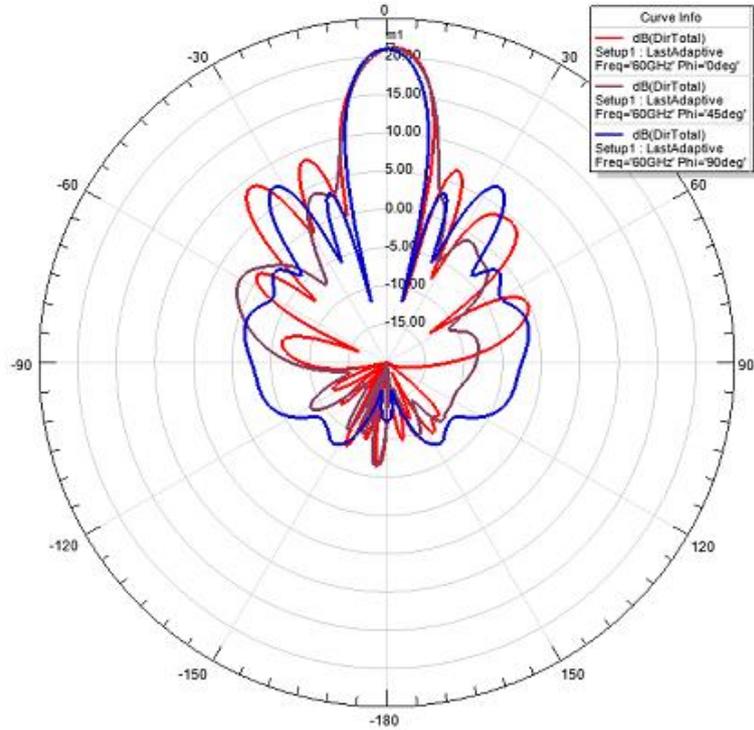


Figura 5.53 Diagrama de radiación del array de 36 parches con línea alimentada por conector coaxial.

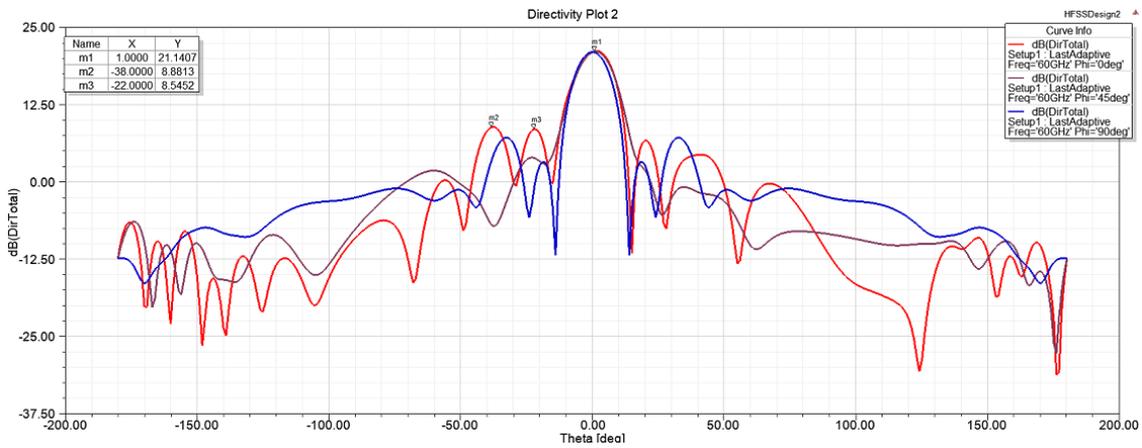


Figura 5.54 Diagrama de radiación representado en gráfica rectangular.

Se puede observar que el máximo del lóbulo principal disminuye aproximadamente 1dB.

A pesar de esta disminución, la directividad se mantiene en 21dB y el NLPS en aproximadamente 12.3dB por lo que, cumpliendo con los objetivos planteados al inicio del diseño, se puede dar por concluido.

CAPÍTULO 6:

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este proyecto se realiza lleva a cabo el diseño de un array de antenas parche *microstrip* con polarización lineal a una frecuencia de trabajo de 60GHz, que debe cumplir con una directividad de 21dBi y una relación entre el lóbulo principal y secundario de por lo menos 12dB. La agrupación se realiza sobre un sustrato dieléctrico Rogers 5880 de altura 0.254mm disponible en el laboratorio.

Se parte del conocimiento de que para un array de antenas parche *microstrip* con alimentación en paralelo y una distribución de corrientes uniforme, es necesario un total de 64 antenas parche para alcanzar la directividad indicada de 21dB, pero sin éxito a la hora de conseguir una relación entre los lóbulos principal y secundario que se aproxime a 12dB.

Es por ello que se plantea para el diseño una alimentación en serie para que la distribución de campo en la agrupación no sea uniforme y así poder conseguir reducir el tamaño de los lóbulos secundarios, lo que hará incrementarse la relación de estos respecto al lóbulo principal.

El diseño final con el que se conseguirán alcanzar los requerimientos planteados constará de una agrupación alimentada en serie de 36 antenas parche *microstrip* excitadas por el método de cavidad. Las 36 antenas parche estarán distribuidas de tal forma que se tendrán 6 subarrays de 6 antenas parche alimentadas en serie cada uno. Con este diseño se conseguirá mejorar la relación entre el lóbulo principal y el secundario.

Se ha observado también a lo largo de este proyecto, que el diseño se puede reducir a su vez utilizando sustratos dieléctricos de menor altura, ya que los tamaños de los elementos *microstrip* también se reducirán.

En cuanto a la forma de alimentación de la agrupación, se realiza mediante línea *microstrip*, pero en el transcurso del diseño se observan en el diagrama de radiación asimetrías que se intentan solventar mediante una alimentación mediante sonda coaxial desde la cara inferior del sustrato. Finalmente, ante la falta de tiempo para optimizar los modelos con alimentación coaxial, se opta por seguir alimentando mediante línea *microstrip* con la que a medida que aumenta el tamaño de la agrupación se consigue que se reduzca la asimetría, aunque no que desaparezca.

Se concluye entonces en que el diseño realizado cumple con las especificaciones requeridas.

Una vez terminado el diseño, el próximo paso sería su fabricación y medición para poder observar si los resultados obtenidos con las simulaciones realizadas con el software ANSYS HFSS coinciden con la realidad. El proceso de fabricación será clave para un funcionamiento óptimo de nuestra antena, ya que como se ha comentado en el *apartado 3.1 del capítulo 3*, una

agrupación de antenas parche alimentadas en serie requiere que ninguno de sus elementos tenga defecto de fabricación debido a que esto afectaría a la agrupación en general.

Otro de los problemas que causará la alimentación en serie será en lo que respecta al ancho de banda, el cual será más estrecho que el obtenido con una alimentación en paralelo. Es por ello que queda abierta una vía de desarrollo por la que poder mejorar este aspecto.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lem/hernandez_a_r/capitulo3.pdf
- [2] A. Balduz, “Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz,” 2017.
- [3] A.Orbaiceta, “Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular”, 2017
- [4] https://ddd.uab.cat/pub/trerecpro/2013/hdl_2072_234678/PFC_GerardMateoLopez.pdf
- [5] https://repository.upb.edu.co/bistream/handle/20.500.11912/912/digital_19593.pdf?sequence=1&isAllowed=y
- [6] Constantine A. Balanis., Antenna Theory, Analysis And Design., Tercera Edition., John Wiley y Sons., 2005,
- [7] Bhartia, P, K.V.S Rao, y R.S. Tomar., Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas.,Norwood: Artech house., 1991.
- [8] http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Antenas_microstrip.pdf
- [9] <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches.php>
- [10] <https://www.ijser.org/paper/Microstrip-Patch-Antenna-Parameters-Feeding-Techniques-and-Shape-of-the-Patch-A-Survey.html>
- [11] Angel Cardama Aznar, “Antenas” EDICIONES UPC, 2002 --->
<https://hellsingge.files.wordpress.com/2014/08/antenas-cardama-jofre-rius-romeu-blanch-ferrando.pdf>
- [12] https://www.ndsu.edu/pubweb/~braaten/EUCAP_2013_SERIES_ARRAY.pdf
- [13] <http://catedra.ing.unlp.edu.ar/electrotecnia/sistcom/Amplificadores/Capitulo3.pdf>
- [14] http://www.tecnoplora.com/internet/empresas/futuro-velocidad-supersonica_2014072357f788ae0cf2a2e945b3c176.html
- [15] <http://www3.uah.es/mars/FFII/Polarizacion.pdf>
- [16] <http://www.emtalk.com/>