



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA  
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR  
DE INGENIERÍA DE  
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Antena de bajo perfil basada en una agrupación de  
ranuras largas para comunicaciones por satélite

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: Bollaín Muñoz, Juan

Tutor/a: Valero Nogueira, Alejandro

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

**NO PONER PORTADA**

## Resumen

El trabajo se centra en el diseño de una antena para aplicaciones SATCOM on the move. La antena es de tipo VICTS. Una antena de alta ganancia que emplea ranuras largas, más conocidas como stubs, como elementos radiantes. Estos stubs se alimentan en paralelo, creando para ello una red de distribución de tipo corporativa que crece de abajo hacia arriba y se construye apilando capas sucesivas que van creando los caminos que conducen las ondas hasta los stubs, de modo que estos caminos sean iguales hasta todos ellos, lo que garantiza mayor ancho de banda que otros procedimientos. La antena se ha diseñado también para que sea compatible con un dispositivo desfasador que permitirá apuntar la antena en la dirección del satélite de forma dinámica. Se ha conseguido hasta una variación de  $\pm 20$  grados en el apuntamiento de la antena.

## Resum

El treball se centra en el disseny d'una antena per a aplicacions SATCOM on the move. L'antena és una antena VICTS. Una antena d'alt guany que utilitza ranures llargues, més conegudes com a stubs, com a elements radiants. Aquests stubs s'alimenten en paral·lel, creant una xarxa de distribució de tipus corporatiu que creix de baix a dalt i que es construeix apilant capes successives que creen els camins que porten les ondes als stubs, de manera que aquests camins siguin iguals a tots els stubs, garantint ample de banda més gran que altres procediments. L'antena també s'ha dissenyat per ser compatible amb un dispositiu de canvi de fase que permetrà que l'antena s'apunti dinàmicament en la direcció del satèl·lit. S'ha aconseguit una variació de fins a  $\pm 20$  graus en l'orientació de l'antena.

## Abstract

The work focuses on the design of an antenna for SATCOM on the move applications. The antenna is a VICTS antenna. A high gain antenna employing long slots, better known as stubs, as radiating elements. These stubs are fed in parallel, creating a corporate type of distribution network that grows from the bottom up and is built by stacking successive layers that create the paths that carry the waves to the stubs, so that these paths are the same to all stubs, ensuring higher bandwidth than other procedures. The antenna has also been designed to be compatible with a phase shifter device that will allow the antenna to be dynamically pointed in the direction of the satellite. A variation of up to  $\pm 20$  degrees in antenna pointing has been achieved.

## RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de la ingeniería de telecomunicación

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	S	1
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	S	1 y 5
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	S	7
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	S	8-26
2.2. Evaluation of multiple solutions and decision-making (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	S	26-38
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	S	38
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	S	38-39



## Índice

Capítulo 1.	Introducción .....	1
1.1	Contexto.....	1
1.2	Estado del arte.....	2
1.2.1	Antenas parabólicas.....	2
1.2.2	Antenas planas.....	3
1.2.3	Nuevas tendencias .....	4
1.3	CTS (Continious transverse stub).....	5
1.4	Objetivo .....	7
Capítulo 2.	Descripción de la antena .....	8
2.1	Necesidad de adaptarlo a un desfaseador .....	8
2.2	Radiación.....	9
2.3	Red de distribución .....	17
2.4	Adaptación.....	20
Capítulo 3.	Implementación práctica .....	26
Capítulo 4.	Conclusiones y líneas futuras.....	38
Capítulo 5.	Bibliografía .....	43

## Índice de tablas

Tabla 1.	Tapering aplicado a los puertos en la figura 44 .....	33
Tabla 2.	Tapering aplicado a los puertos de la figura 46 .....	34
Tabla 3.	Tapering aplicado a los puertos de la figura 48 .....	35

## Índice de figuras

Figura 1.	Antena parabólica .....	2
Figura 2.	Antena plana satelital.....	3
Figura 3.	Antena ranurada.....	3
Figura 4.	Terminal terrestre Starlink .....	4
Figura 5.	Antena CTS .....	5
Figura 6.	Antena VICTS de Thinkom.....	6



Figura 7. Solución ThinAir Plus de ThinKom .....	6
Figura 8. Diseño del desfasador descrito en [7], similar al que se usará en este proyecto.....	9
Figura 9. Diagrama de radiación de un array con $d=0$ .....	11
Figura 10. Diagrama de radiación de un array con $d=\lambda/2$ .....	11
Figura 11. Diagrama de radiación de un array $d=\lambda$ .....	12
Figura 12. Dimensiones de la celda de radiación en el plano XY.....	12
Figura 13. Dimensiones de la celda unidad de radiación en el plano XZ .....	13
Figura 14. Condiciones de contorno establecidas en el programa CST para la simulación de la celda de radiación unidad.....	14
Figura 15. Resultado de la simulación del parámetro S11 con CST de la celda de radiación unidad .....	15
Figura 16. Campo eléctrico en la celda unidad con fase 0 .....	15
Figura 17. Campo eléctrico en la celda unidad con fase 45 .....	16
Figura 18. Dimensiones estructura de radiación completa.....	16
Figura 19. Divisor de potencia para dos ranuras modelizado en CST .....	17
Figura 20. Divisores de potencia necesarios para cuatro ranuras modelizado en CST .....	18
Figura 21. Modelo de un brazo de la antena, con la red de distribución resaltada en CST.....	19
Figura 22. Dimensiones de la apertura situada entre la red de distribución y la adaptación.....	20
Figura 23. Estructura de adaptación con detalle sobre la longitud del ridge.....	21
Figura 24. Distribución del campo en el plano XY en un corte del ridge de la adaptación.....	21
Figura 25. Corte en el plano XY del modelo del ridge de la adaptación. ....	22
Figura 26. Modelo en CST de la estructura de adaptación completa. ....	22
Figura 27. Vista lateral modelo en CST de una sección completa de la antena. ....	23
Figura 28. Simulación del parámetro S11 en CST de la sección de la antena de la figura 27. ....	23
Figura 29. Campo eléctrico a 30 GHz de la sección de la antena de la figura 27 .....	24
Figura 30. Campo lejano producido por una sección de la antena como la de la figura XX .....	24
Figura 31. Radiación de una antena de 8 puertos sin desfase entre los puertos de entrada.....	26
Figura 32. Radiación de una antena de 16 puertos sin desfase entre los puertos de entrada.....	26
Figura 33. Radiación de una antena de 8 puertos con 30 grados de desfase entre los puertos de entrada.....	27
Figura 34. Radiación de una antena de 16 puertos con 30 grados de desfase entre los puertos de entrada.....	27
Figura 35. Radiación de una antena de 8 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.....	28
Figura 36. Radiación de una antena de 16 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.....	28
Figura 37. Radiación en diagrama polar de una antena de 16 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.....	29



Figura 38. Diseño final de la antena con 16 puertos en CST. ....	29
Figura 39. Tipo de placa PCB utilizado para la implementación práctica de la antena .....	30
Figura 40. Condiciones de contorno de la simulación del diseño final de la antena.....	31
Figura 41. Simulación en CST parámetros $S_{ii}$ del diseño final de la antena. ....	31
Figura 42. Simulación en CST parámetros $S_{11}$ , $S_{16,16}$ , $S_{22}$ , y $S_{15,15}$ del diseño final de la antena.	32
Figura 43. Diagrama de radiación polar sin desfase entre puerto y sin tapering.....	32
Figura 44. Diagrama de radiación polar sin desfase entre puerto y con tapering.....	33
Figura 45. Diagrama de radiación polar con desfase de 30 grados entre puerto y sin tapering. .	33
Figura 46. Diagrama de radiación polar con desfase de 30 grados entre puerto y con tapering.	34
Figura 47. Diagrama de radiación polar con desfase de 60 grados entre puerto y sin tapering. .	35
Figura 48. Diagrama de radiación polar con desfase de 60 grados entre puerto y con tapering.	35
Figura 49. Parámetros S alimentando la antena sin desfase de manera uniforme.....	36
Figura 50. Parámetros S, antena alimentada sin desfase, pero con el tapering de la tabla 1.....	36
Figura 52. Ejemplo diseño champiñón que ira dentro del sustrato. ....	39
Figura 53. (a) Guía de onda convencional. (b) Guía de onda utilizando tecnología contactless.	39
Figura 54. Modelo en CST estructura insertada en el sustrato.....	40
Figura 55. Modelo en CST guía de onda de placas paralelas con estructura en forma de champiñón en el sustrato.....	41
Figura 56. Simulación campo eléctrico en el modelo de guía de onda de la figura 55.....	41
Figura 57. Simulación del campo magnético en el modelo de guía de onda de la figura 55. ....	42

## Capítulo 1. Introducción

### 1.1 Contexto

La carrera espacial sucedida a lo largo de la guerra fría, el siglo pasado propició una serie de avances tecnológicos. Como la puesta en órbita de satélites artificiales y el desarrollo de las comunicaciones espaciales. Lo que inicialmente fue desarrollado por los militares, fue pasando al ámbito civil. Dando así inicio al desarrollo de las comunicaciones por satélite para aplicaciones de uso civil.

Las primeras aplicaciones que se encontraron para las comunicaciones por satélite fueron la geolocalización, y la retransmisión de televisión por satélite. Para ello se usaban satélites en las órbitas GEO y MEO, que dan coberturas a zonas mayores de la Tierra. Para conseguir comunicarse desde tierra con satélites tan alejados en distancia, era necesario el uso de antenas con mucha ganancia. Estas antenas eran las antenas parabólicas que han dominado las comunicaciones por satélite, gracias a la ganancia que se consigue con los grandes reflectores parabólicos.

Actualmente las comunicaciones por satélites están creciendo, ya que se crean nuevas aplicaciones, como pueden ser la conexión a internet por satélite. La principal ventaja de que pueden aportar las comunicaciones por satélite en estos casos es la posibilidad de acceder a zonas muy remotas que el despliegue terrestre no sea capaz de alcanzar. Pero para poder suministrar internet es necesario un mayor ancho de banda y menor latencia en las comunicaciones, que no se puede conseguir con satélites lejanos. Es por ello por lo que el mayor número de satélites que se ponen en órbita, se sitúan en órbitas bajas, órbitas LEO (Low Earth Orbit), donde se agruparán en constelaciones para poder cubrir toda la superficie terrestre. Como por ejemplo los satélites Starlink, que son para dar acceso a internet.

Al hecho de que los satélites estén más cerca, se añade el desarrollo y la proliferación de satélites de alto rendimiento (High Throughput Satellite), y como consecuencia de ello la señal que llega a la estación terrestre es mucho mayor. Por tanto, la ganancia de la antena receptora necesaria es mucho menor. Y se puede explorar el uso de otro tipo de antena que no sean las típicas antenas parabólicas. [1]

Sin embargo, al reducir los requisitos de ganancia que se exigen a las antenas de comunicaciones por satélite, aumentan la importancia de otra serie de requisitos. A diferencia de satélites en una órbita geoestacionaria, que siempre estará situado en el mismo punto del cielo para un observador desde tierra, los satélites en LEO viajan a una velocidad mucho mayor y pasa poco tiempo en vista para el observador en Tierra, por lo que es necesario que las antenas tengan la capacidad de variar el apuntamiento, para poder seguir la trayectoria del satélite, y cuando este desaparezca del campo de visión tener una buena capacidad de escaneo para encontrar el siguiente satélite de la constelación en poco tiempo.

El principal uso que se le quiere aportar a las comunicaciones por satélite es dar cobertura a zonas remotas o de difícil acceso para la comunicación terrestre. Esto incluye situaciones en las que la terminal receptora en tierra está en movimiento, como podría ser un barco desplazándose en alta mar, o un tren de alta velocidad en tierra. Este tipo de comunicaciones se denominan SATCOM-On-The-Move (SOTM) y resultan de gran interés. Sin embargo, el diseño de antenas para comunicaciones SOTM es más exigente. A las exigencias habituales de comunicaciones por satélite como son conseguir una gran ganancia de más de 30dB, tener un patrón de radiación directivo hacia el satélite y minimizar el coste de la antena. Hay que añadirle, la necesidad de que las antenas tengan la capacidad de variar el apuntamiento para seguir la trayectoria del satélite mencionada anteriormente y que las antenas sean de bajo perfil, es decir pequeñas y de poco peso,

ya que irán en la terminal terrestre en movimiento, donde puede ser muy relevante la aerodinámica, como en el caso de un avión. [2]

Por tanto, para la realización de este trabajo, en el capítulo primero se hará una recopilación del estado del arte de los principales tipos de antenas empleadas en comunicaciones SATCOM y SOTM. Para luego establecer unos objetivos claros sobre la antena que se quiere diseñar. Con eso ya en mente en el capítulo 2, se realizará una descripción detallada de las partes de la antena y del proceso seguido para la optimización del diseño con el programa de simulación electromagnética CST. En el capítulo 3 se explicará cómo se quiere realizar la implementación práctica de la antena, y ciertos cambios propuestos para la mejora de la antena. Por último, las conclusiones del trabajo estarán redactadas en el capítulo 4.

## 1.2 Estado del arte

Las condiciones necesarias para conseguir antenas que se puedan emplear en aplicaciones SOTM son elevadas, sin embargo, existen multitud de tecnologías y el desarrollo es creciente, debido al interés que generan las aplicaciones SOTM.

### 1.2.1 Antenas parabólicas

Las antenas que se usaban inicialmente en este tipo de aplicaciones eran las antenas con apuntamiento mecánico, ya que son más baratas y se encontraban en un estado de desarrollo más avanzado debido a su uso en otras aplicaciones de comunicaciones por satélite.

El mayor ejemplo de este tipo de antenas, son las antenas parabólicas. Las antenas parabólicas destacan por su gran ganancia y ancho de banda que se pueden conseguir. Realmente las antenas parabólicas son un caso concreto de un tipo de antenas que están formadas por una bocina y un reflector. En este tipo de antenas la ganancia elevada se consigue gracias al reflector, que recoge la señal de la onda y consigue dirigirla de una manera mucho más precisa que si la antena fuera una simple bocina. Para conseguir variar el apuntamiento estas antenas pueden estar montadas sobre un motor que se encargue de mover toda la estructura, o en algunos casos para reducir el coste, es posible mover solo la bocina que alimenta al reflector y con eso es suficiente para variar el apuntamiento. La contraparte que pueden tener estas antenas es el tamaño puesto que los reflectores para comunicaciones por satélite pueden rondar 1-2 metros de diámetro. Además de ser bastante pesados. Lo que hace que este tipo de antenas sean menos aconsejables para aplicaciones SOTM donde se requieran unas antenas de bajo perfil, aerodinámicas.



Figura 1. Antena parabólica

### 1.2.2 Antenas planas

Las antenas planas tienen una serie de ventajas sobre las parabólicas que hace que su uso sea más recomendado para recibir la señal de satélites en una terminal en movimiento. La principal, es el tamaño, estas antenas son más pequeñas y mucho menos voluminosas, que una antena con reflector. Estas antenas están formadas por arrays de pequeñas ranuras, guías de onda o bocinas.



Figura 2. Antena plana satelital

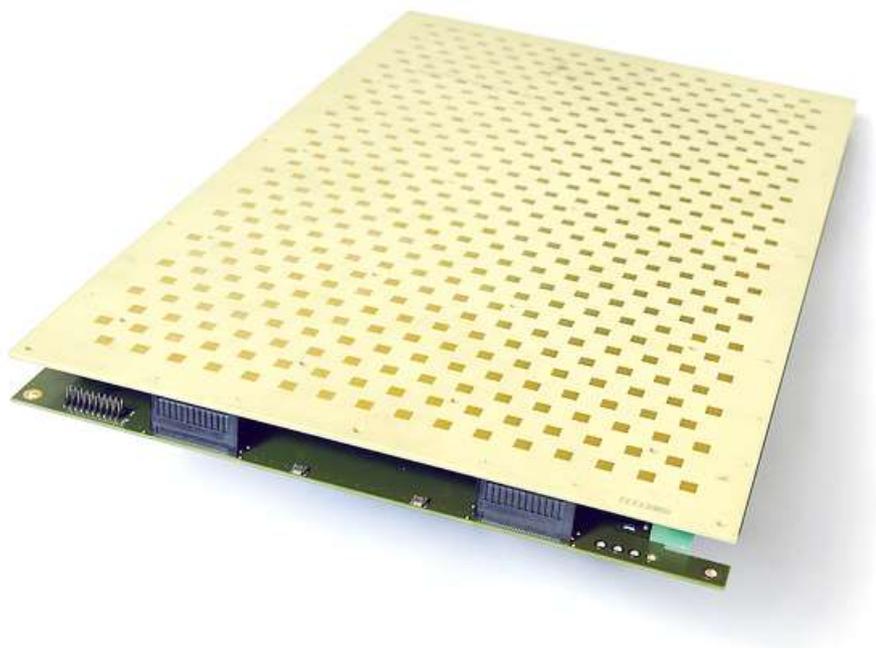


Figura 3. Antena ranurada

La variación del apuntamiento en las antenas planas con apuntamiento mecánico se realiza también con rotores tanto para acimut como para elevación. Lo que hace que en algunos casos la antena pueda situarse perpendicular a la plataforma donde se encuentra. Por pequeña que sea la antena, en aplicaciones muy exigentes con la aerodinámica esto sigue siendo un inconveniente.

Este inconveniente, es lo que tratan de resolver las antenas de bajo perfil, este tipo de antenas en lugar de tener rotores para las dos direcciones, solo necesitan en una dirección, pues en la otra dirección el cambio en el apuntamiento se consigue introduciendo un desfase entre los diferentes elementos del array, haciendo así que la dirección de máxima radiación pueda variar. Este tipo de antenas también son conocidas, como antenas de desfase mecánico, y un ejemplo de estas podrían ser las VICTS, que se desarrollarán más adelante.

Además de las soluciones tecnológicas ya discutidas que realizan el apuntamiento de forma mecánica. Se han desarrollado antenas que realizan el apuntamiento de forma electrónica. De esta manera se consigue reducir el tiempo necesario para localizar los satélites a milisegundos o microsegundos, mientras que con el apuntamiento mecánico se ronda el orden de segundos. [2]

Estas antenas son arrays planos, pero en lugar de realizar el desfase de manera mecánica lo realizan de manera electrónica introduciendo en cada elemento del array un desfase, para variar el apuntamiento. El desfase electrónico se puede realizar en una dimensión o en dos. En una dimensión las antenas se parecen a las antenas planas planteadas anteriormente, ya que mantiene el movimiento mecánico para un ángulo

### 1.2.3 Nuevas tendencias

En la vanguardia de la investigación se encuentran tecnologías como las antenas basadas en metasuperficies y arrays MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit), que prometen mejorar aún más la eficiencia y la capacidad de las antenas SOTM. Además, los avances en antenas de alto rendimiento para SATCOM OTM están abriendo nuevas posibilidades para aplicaciones críticas que requieren altas tasas de transferencia de datos y baja latencia.

Un ejemplo de este tipo de antenas son las usadas por la constelación Starlink para la conexión desde tierra a los satélites. Que son antenas MMIC-based.



Figura 4. Terminal terrestre Starlink

En resumen, el campo de las antenas para aplicaciones SOTM está en constante evolución, impulsado por la necesidad de mejorar la conectividad en entornos móviles y de difícil acceso. La elección de la antena adecuada depende del equilibrio entre requisitos de rendimiento, tamaño, peso, coste y eficiencia aerodinámica, lo que subraya la importancia de la innovación continua en este sector.

### 1.3 CTS (Continuous transverse stub)

CTS (Continuous Transverse Stub) es un tipo de antena inicialmente propuesto por Milroy en la década de 1990, son de bajo perfil y se usan en las comunicaciones por satélite, por las pocas pérdidas que se consiguen gracias a su elevada eficiencia. Además, que son adecuadas para poder producirse en masa, lo que favorece su uso. [3]

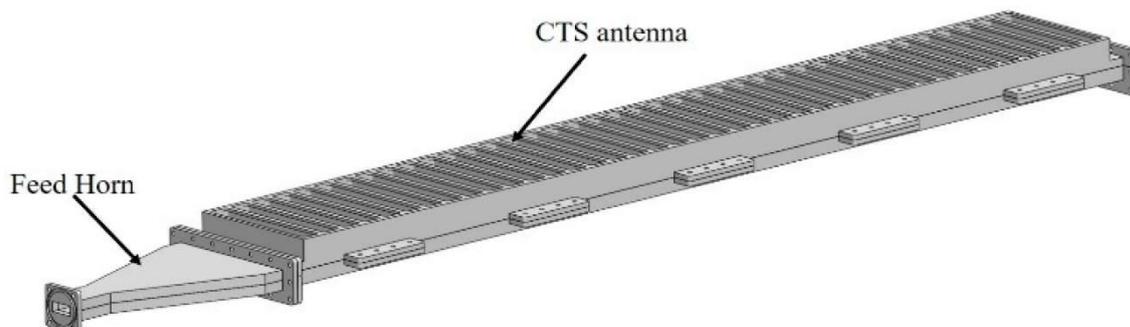


Figura 5. Antena CTS

Como se puede observar en la figura anterior, las antenas CTS están formadas por un array de stubs. En el caso de la imagen la antena se alimenta por un extremo, es decir se alimenta en serie, la agrupación de stubs. Un caso específico de este tipo de arrays son los VICTS (Variable inclination stubs) muy utilizado en SOTM. [4] VICTS están formados por dos partes, una red de alimentación, y una antena CTS, esto permite crear el desfase de manera mecánica que variará el apuntamiento de la antena. El desfase se consigue de manera mecánica rotando la alimentación de la antena, haciendo así que la onda que se propaga llegue antes a unos elementos del array. Por lo que este tipo de antenas también tienen dos ángulos de rotación, pero que se sitúan sobre un mismo eje. Por un lado, se rotará la antena, y por otro la alimentación. Si se rotan las dos en conjunto se varía el apuntamiento en un eje, y cuando se rota solo una de las dos partes se crea el desfase que varía el apuntamiento en el otro eje. También se puede conseguir el desfase variando la velocidad de desplazamiento de la onda por la estructura de alimentación de la antena, haciendo que llegue con más retraso a unos elementos del array.

Las ventajas que poseen las VICTS sobre otro tipo de antenas para aplicaciones SOTM, son el bajo perfil de la antena, lo que la hace perfecta para aplicaciones donde la aerodinámica es importante. La alta ganancia, y el buen ancho de banda, gracias a la eficiencia de la antena y de las pocas pérdidas. [5] Además de que este tipo de antenas de apuntamiento mecánico son mucho más baratas de fabricar que las de apuntamiento electrónico que requieren un nivel de sofisticación mayor.

A continuación, se presentan dos ejemplos de antenas VICTS reales de la compañía ThinKom. La primera imagen es de una antena VICTS para comunicaciones con satélites que puede ser utilizada en cualquier plataforma terrestre.

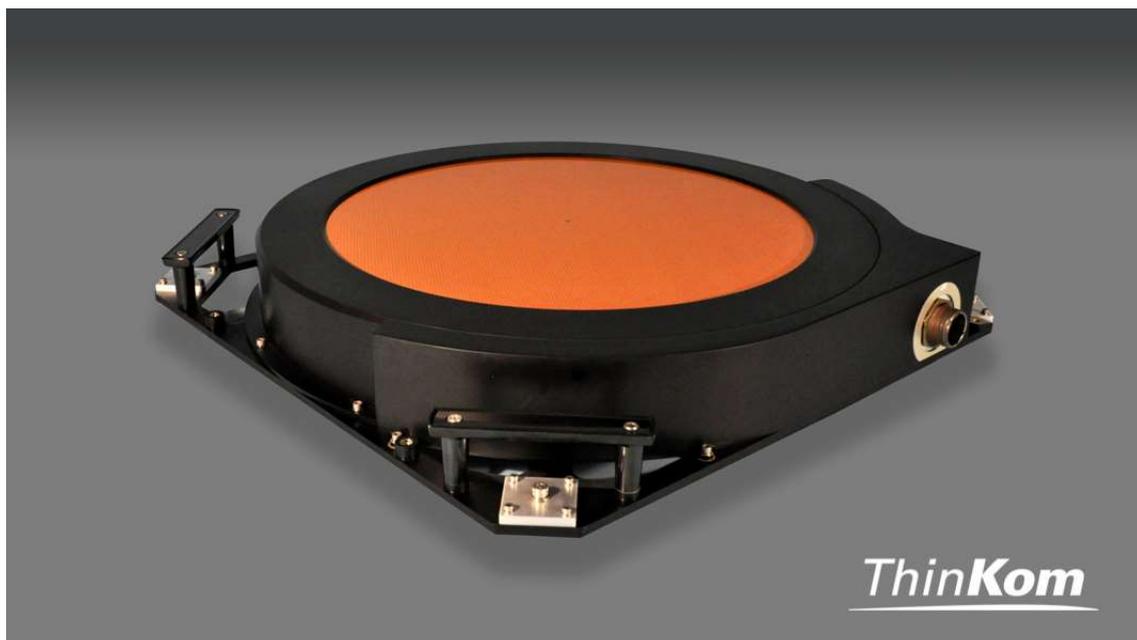


Figura 6. Antena VICTS de Thinkom

La segunda imagen es la solución que propone la compañía para conseguir conectividad a internet en aviones comerciales. El conjunto ThinAir Plus incluye entre otras la antena VICTS que aparece en la imagen anterior, como parte de la solución para conseguir conectividad vía satélite para los aviones. ThinAir Plus es un híbrido de dos antenas que combina las ventajas de rendimiento y fiabilidad de la tecnología VICTS madura y probada en LEO/MEO/GEO de ThinKom con un pequeño ESA (solo LEO) para lo último en redundancia, flexibilidad y eficiencia. [6]



Figura 7. Solución ThinAir Plus de Thinkom

Como se puede observar este tipo de antenas tienen mucho mercado en la actualidad por sus características para soluciones de conectividad vía satélite, es decir para aplicaciones SOTM.



## 1.4 Objetivo

El objetivo principal de este trabajo por tanto será diseñar una antena de tipo VICTS, que cumpla las especificaciones necesarias para poder ser implementada en una solución para aplicaciones SOTM. Para poder alcanzar este objetivo se debe cumplir:

- Obtener un diseño de una antena VICTS, y optimizar la geometría de la antena para minimizar las pérdidas en la adaptación consiguiendo así una mayor eficiencia de la antena
- Conseguir una variación del apuntamiento de 20 grados con el desfase de la alimentación, vigilando que el patrón de radiación de la antena no empeore en exceso con lóbulos secundarios.
- Adaptar el diseño de la antena, al diseño de la alimentación que se realiza de forma paralela.

## Capítulo 2. Descripción de la antena

### 2.1 Necesidad de adaptarlo a un desfasador

La antena que se va a diseñar es una antena de tipo VICTS, es decir estará formada por una agrupación de ranuras alargadas, y por debajo tendrá una estructura para alimentar las ranuras de manera que se pueda desfasar la propagación de la onda. Consiguiendo así variar el apuntamiento. Es decir, será necesario un desfasador que sea capaz de distribuir la señal de un puerto de entrada a N puertos de salida con una variación de fase constante entre los puertos, alfa, y que esta variación alfa, se pueda ir cambiando para así cambiar el apuntamiento.

El primer tema que tratar será entonces que características debe tener el diseño para ser compatible con la alimentación. Ya que el último objetivo antes descrito es precisamente conseguir adaptar la antena de forma correcta al desfasador.

Para la realización de este proyecto, se usará un desfasador como el expuesto en [7]. En este artículo se describe un True-Time-Delay Phase-Shifter, que sirve para alimentar una antena compuesta por una agrupación de ranuras 4x8 montada sobre RGWs (ridge gap waveguides). Sin embargo, el desfasador descrito en [7] es una solución general y que se puede escalar para las necesidades de este proyecto.

El desfasador está formado por guías de onda curvas. Las guías de onda puestas en paralelo están colocadas a lo largo de un arco. Por tanto, la guía de onda más cercana al centro del arco es más corta en distancia que el resto de las guías. Cada guía de onda por tanto tiene una longitud diferente. Se consigue jugar entonces con el desfase al alimentar en diferentes puntos del arco. Dependiendo de cuál sea la apertura del arco, la diferencia entre la distancia recorrida por la onda, en la primera guía y en la última será mayor si el arco es más grande. Consiguiendo así un desfase entre las dos guías ya que todas viajan a la misma velocidad. Por tanto, si se desea tener todas las guías en fase simplemente basta con reducir a 0 la apertura del arco. En la figura se pueden apreciar ambos casos, el de un desfase de 30 grados y el caso de un desfase nulo entre los puertos de salida.

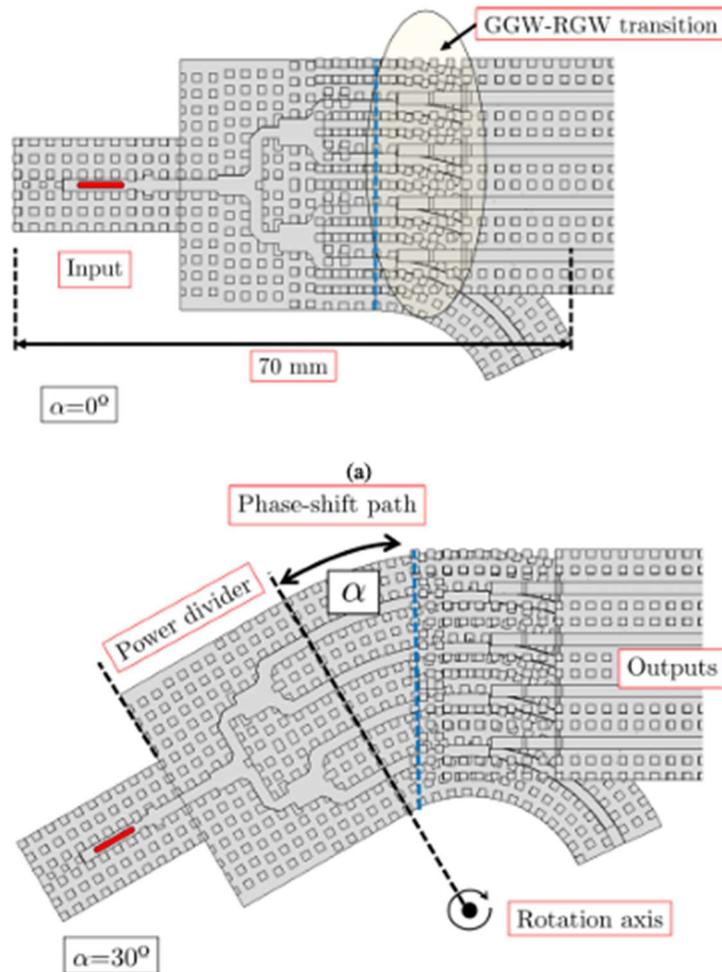


Figura 8. Diseño del desfaseador descrito en [7], similar al que se usará en este proyecto.

El desfaseador que se va a utilizar, usa guía GGW (Groove gap waveguides) para la parte del desfaseador, pero estas se pueden conectar, sin inconvenientes a las PPW (parallel plate waveguides) que se usarán en el diseño de la antena para la placa de alimentación de las ranuras del array. Al igual que en la figura 8 hay una transición de GGW a RGW, será necesario diseñar la transición que se realizará en esta antena para conectar con la estructura PPW, esta parte estará descrita en el apartado de adaptación de la antena.

Es importante para el diseño de la antena y la adaptación conocer cuáles serán las dimensiones de las guías de onda del desfaseador. En este caso la dimensión más importante que se debe conocer para el diseño es la de la anchura de los puertos de salida. En este caso, las guías de onda que llevarán la señal ya separada serán de 4.5mm de amplitud, por tanto esta será también la anchura de cada una de las celdas de nuestra antena.

El diseño creado en [7], tiene una amplitud de la señal constante a la salida de todos los puertos. Sin embargo, se podría cambiar el diseño para conseguir una distribución diferente a la salida de los puertos lo que puede ser más interesante para el diseño de la antena de este proyecto

## 2.2 Radiación

La parte de la antena está dividida a su vez en tres partes, la primera de cara al exterior será la radiación. Esto es, las antenas mismas que se encargarán de radiar las ondas. En este caso se ha decidido usar aperturas, porque el diseño que se quiere realizar es de una antena CTS.

En un inicio y para la optimización de una celda unidad de radiación, se asumirá que se tiene un array infinito de ranuras, para así despreciar el efecto producido en los extremos del array. Esto es que en el programa CST Studio que se usará a lo largo de este proyecto, se asumirá condición de pared magnética para los laterales de la celda unidad.

En cuanto a las dimensiones de la celda unidad, ya sabemos que por necesidad de adaptarse al desfaseador la amplitud será de 4.5mm, mientras que la longitud será de 8.5mm. Como el array será rectangular todas las ranuras son de la misma longitud y por tanto todas las celdas tendrán estas dimensiones de 4.5mmx8.5mm.

La longitud elegida es muy importante para el correcto funcionamiento de la bocina. La frecuencia central de esta antena será 30 GHz, por tanto, la longitud de onda es de  $\lambda = 10$  mm para las ondas electromagnéticas de esa frecuencia.

Para ello hay que entender qué es el diagrama de radiación de una antena. El diagrama de radiación de una antena es el cociente entre el campo radiado por la antena y el módulo del campo radiado máximo. Con ello se aprecia como de directiva es una antena.

$$d_N(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{E}_{Max}|} \quad (2.1)$$

En este diagrama dependerá de cómo sea el campo producido por una de las ranuras diseñadas, pero también dependerá de los parámetros del array. El campo producido por una ranura es:

$$\vec{E} = E_0 e^{-j\beta x \hat{z}} \quad (2.2)$$

Pero el campo producido por la antena formada por la agrupación de ranuras será:

$$\vec{E} = E_{ranura} \cdot FA(\psi) \quad (2.3)$$

La fórmula del factor de array de una agrupación de antenas que tienen una distribución uniforme del campo radiado es la siguiente:

$$|FA(\psi)| = \left| \frac{\sin(N \frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right| \quad (2.4)$$

Donde N es el número de elementos del array. Como el diagrama de radiación de la antena va a depender también de este factor de array. Cobran entonces importancia los parámetros del array, en especial relevancia la distancia entre elementos de la agrupación que se representa con una d.

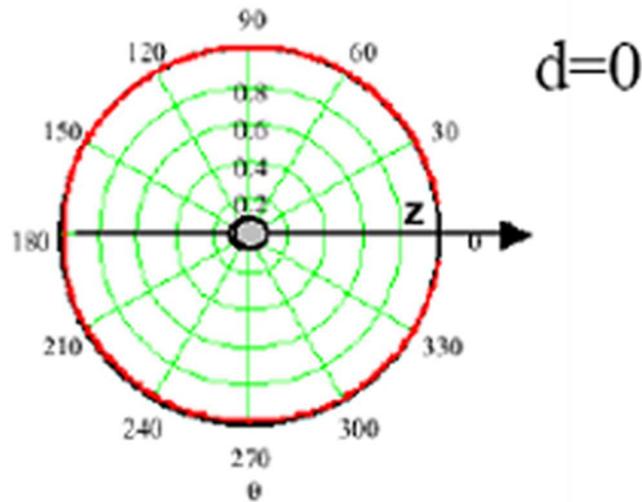


Figura 9. Diagrama de radiación de un array con  $d=0$

Pues dependiendo de cuál sea la distancia entre elementos el diagrama de radiación cambiará. En el caso de que la distancia entre los elementos del array sea 0, es decir, que todos los elementos se encontraran superpuestos, la agrupación de elementos no tendría ningún efecto sobre la radiación. Es decir, aparece un diagrama omnidireccional, y por tanto el diagrama de la agrupación será igual al diagrama de radiación de único elemento.

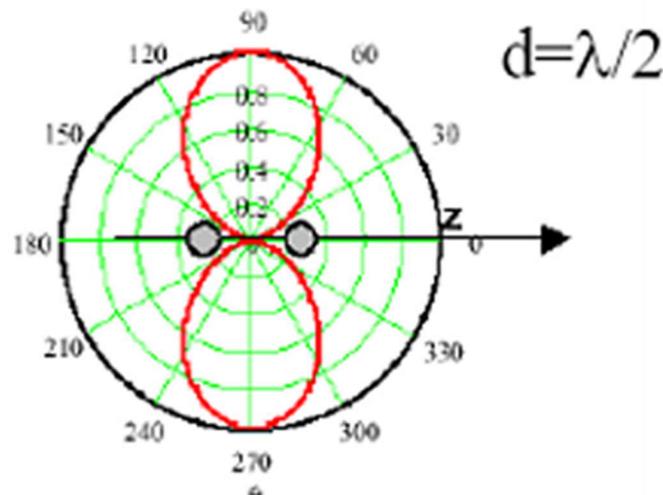


Figura 10. Diagrama de radiación de un array con  $d=\lambda/2$

En el caso de que la distancia entre elementos sea mayor a 0, el diagrama del array sí que afecta al diagrama final de la antena. En el caso anterior de que la distancia sea  $\lambda/2$  el diagrama de radiación del array sería directivo en la dirección del máximo de radiación con un solo lóbulo principal, por tanto, el array estaría contribuyendo a crear una antena más directiva, que es lo que se busca al crear la agrupación.

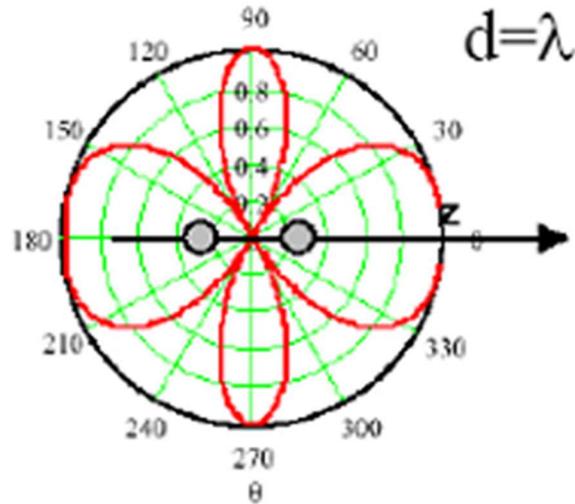


Figura 11. Diagrama de radiación de un array  $d=\lambda$

Sin embargo, existe un riesgo, de que aparezcan lóbulos secundarios cuando la distancia entre elementos es cercana a  $\lambda$ . En la figura anterior se aprecia como sería el diagrama de radiación de un array con separación de  $\lambda$  entre elementos. Este diagrama es muy poco directivo ya que tiene máximos de radiación en direcciones que no se corresponde con el apuntamiento deseado para la antena. Es por ello por lo que en el caso de la antena que se está diseñando para este proyecto, la longitud de las celdas de radiación que se corresponde con la separación entre ranuras debe ser menor a 10mm que es la longitud de onda. Con 10 mm aparecerían los lóbulos al completo, pero con 9 mm también pueden empezar a aparecer parte de ese lóbulo secundario que distorsiona el apuntamiento. Por ello se ha elegido 8,5 mm como la distancia entre las ranuras.

Todos estos cálculos se están asumiendo que el desfase del array es 0 porque se alimentan las ranuras en paralelo, por tanto, todas las ranuras emiten a la misma fase la onda, al alimentarse al mismo tiempo ya que la onda recorre una distancia igual para llegar a todas las ranuras. No hay que confundir que las ranuras no estén desfasadas una con respecto a otra, con el hecho de que a lo largo de la ranura la fase de la señal sí que varía y es así como se consigue la variación del apuntamiento.

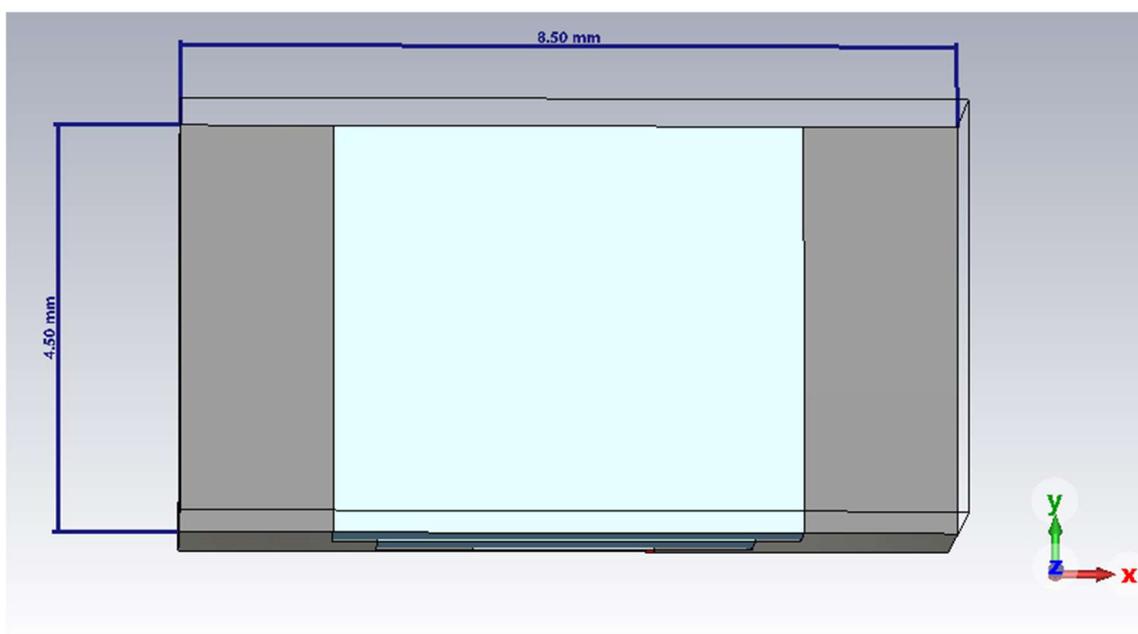


Figura 12. Dimensiones de la celda de radiación en el plano XY

Una vez obtenidas las dimensiones deseadas para la celda de radiación en el plano XY que se pueden apreciar también en la figura 12, se puede pasar a calcular las dimensiones de esta celda en el eje Z, es decir la altura. La altura de la celda de radiación va a depender del abocinamiento que se ha decidido crear, si no hubiera abocinamiento la altura sería menor. Pero dado las condiciones de la antena, se ha decidido convertir las aperturas en bocinas. También dependerá de la tecnología que ha decidido usarse para construir la antena, en este caso se usarán PCBs para ir montando la antena, y la altura de cada una de estas PCBs es de 1 mm. Por tanto, la altura de la celda de radiación depende del número de placas PCB que se usan para crear el abocinamiento de las ranuras, en este caso 3.

La motivación detrás de convertir las ranuras en ranuras adaptadas o escalonadas es adaptar la salida de los stubs, de las ranuras, al espacio libre donde se radia las ondas. Lo que se consigue con esta adaptación es mejorar ciertas prestaciones de la antena a costa de empeorar el perfil bajo de esta.

Es una manera muy barata y eficaz de mejorar las prestaciones de la antena, añadiendo solo unos pocos milímetros de tamaño a la antena, ya que solo será necesario sumar un par de PCBs adicionales en la parte superior de la antena. Las prestaciones que mejora este escalonamiento son: la directividad y la eficiencia.

La directividad mejora, porque al ser más ancha la apertura, mayor es la directividad, como se aprecia en la fórmula (2.4) la directividad depende proporcionalmente del Área de la apertura, al aumentar la anchura, también se incrementa la directividad.

$$D = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (2.5)$$

La anchura al inicio de la apertura es de 2 mm sin embargo al final la bocina tiene una apertura de 5.14 mm, es decir el área será más del doble, por tanto, la directividad también será más del doble de la que se tendría inicialmente.

Y la eficiencia mejora, porque al adaptar mejor la antena al espacio libre, se consigue que el coeficiente S11 se reduzca al tener una mejor estructura de radiación. Es decir, el abocinamiento ayuda a minimizar las reflexiones de onda y las pérdidas de retorno, lo que es crucial para aplicaciones por satélite, donde la eficiencia de la antena es muy importante.

Por tanto, la altura de la celda de radiación será de 2,2 mm ya que la celda estará formada por la apertura sobre la placa de 0.2 mm, más 2 placas PCB que sirven para crear el escalonado que mide cada una 1 mm.

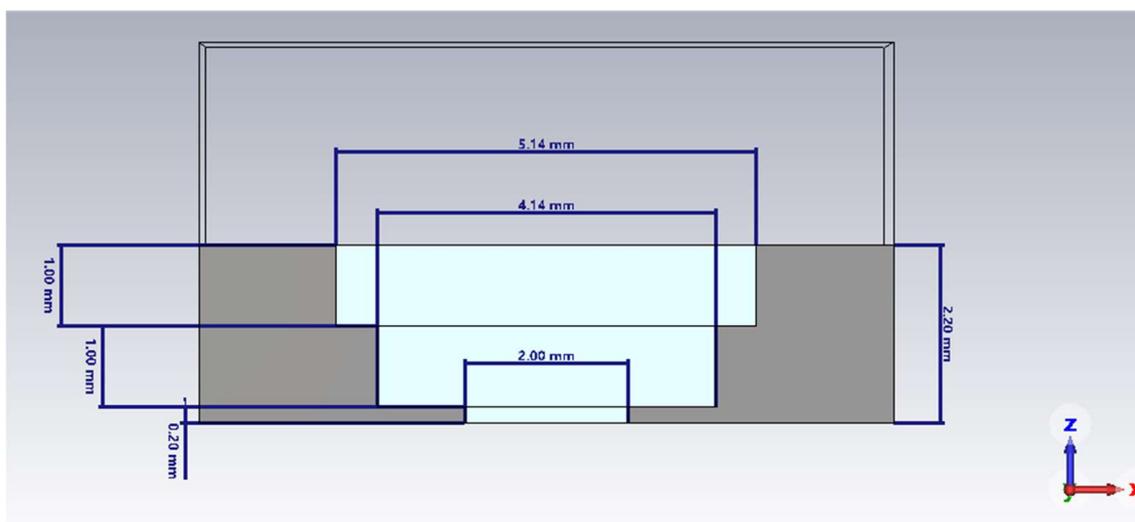


Figura 13. Dimensiones de la celda unidad de radiación en el plano XZ

Las últimas dimensiones que faltarían por calcular son las longitudes de las aperturas en el eje  $x$ , y la longitud de los escalones que forman la bocina. En la figura 13 se aprecian estas dimensiones, además de las alturas de cada escalón y de la altura total de la celda unidad. En gris están representadas las partes metálicas de la antena, mientras que en azul claro el espacio vacío por donde se transmiten las ondas, y se acaban radiando al espacio positivo que está en la parte positiva del eje  $z$ . Mientras que las alturas de cada escalón vienen marcadas por la tecnología que se desea utilizar para realizar la antena físicamente. La longitud de los escalones se ha obtenido utilizando las herramientas de optimización del programa CST.

La meta establecida en la optimización era la de minimizar el parámetro  $S_{11}$  de la estructura, es decir lo que se busca con la optimización, es que esa mejora de la eficiencia que se consigue al añadir los escalones sea máxima. Pues esta era el motivo por el que inicialmente se decide añadir estos escalones. Para realizar la simulación del parámetro  $S_{11}$  y la posterior optimización se han debido tener en cuenta varias condiciones.

La primera condición que se estableció en la optimización es que las aperturas debían formar una escalera ascendente, ya que se pretende dirigir la onda en esa dirección hacia el eje positivo  $Z$ . No tendría sentido por tanto que los escalones más altos fueran más estrechos que los más bajos.

En segundo lugar, hay que situar el puerto 1, desde donde se medirá el parámetro  $S_{11}$ . El puerto estará situado en la base de la apertura con las mismas dimensiones que la primera apertura, 4.5mm en el eje  $Y$ , y 2mm en el eje  $X$ . Además, apuntará en la dirección positiva del eje  $Z$ .

Por último, para simular el comportamiento de la bocina, se ha de tener en cuenta las condiciones de contorno, que es lo que habrá alrededor de la celda de radiación unidad. La radiación y por tanto el espacio libre estará en la parte positiva del eje  $Z$ , mientras que en la parte negativa del eje  $Z$  se encontraría el resto de la antena, es decir la red de distribución y la adaptación, por tanto, se puede establecer como condición de contorno la existencia de una pared eléctrica suponiendo que la celda de radiación estará bien adaptada al resto de la antena y por tanto no habrá reflexiones en esa dirección.

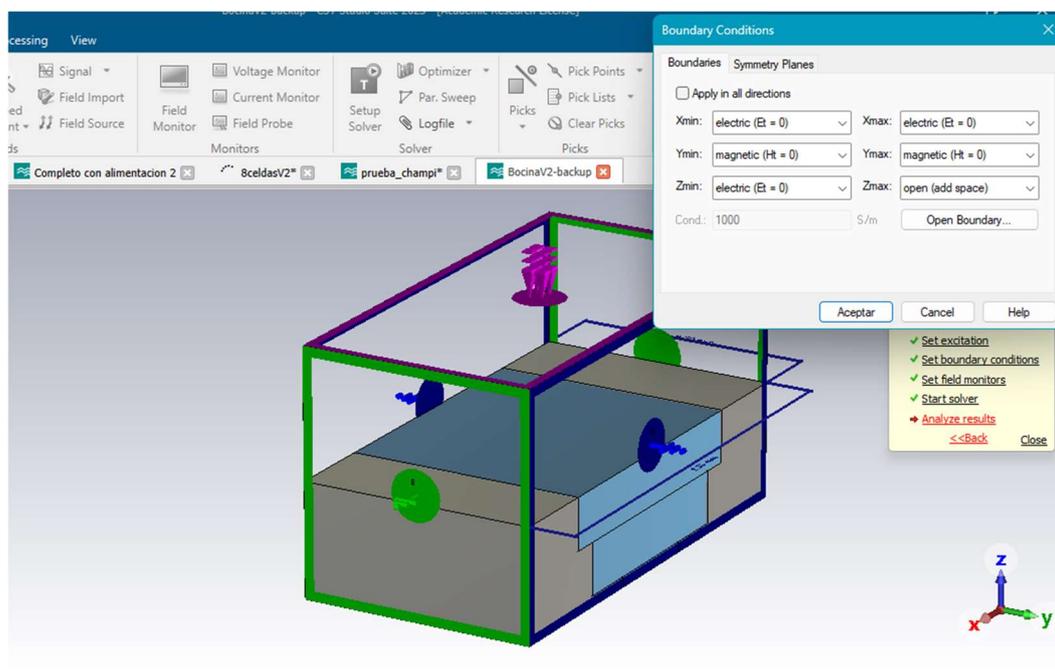


Figura 14. Condiciones de contorno establecidas en el programa CST para la simulación de la celda de radiación unidad.

En el eje Y se tendrá en cuenta la continuación de la misma ranura ya que, aunque la celda unidad tenga una dimensión de 4.5mm las ranuras, serán mucho más alargadas teniendo a ambos lados en el eje Y una continuación de las ranuras, ya que se asume que la celda radiación unidad que se está simulando no es uno de los extremos, sino que se encuentra centrada en la ranura. Por tanto, la condición que se pondrá en el eje Y será de pared magnética perfecta.

Por último, a ambos lados del eje X se situarán las ranuras adyacentes ya que la antena está compuesta por una agrupación de ranuras. En este caso la condición será de pared eléctrica para ambos lados a lo largo del eje X para tener en cuenta la periodicidad del array.

Una vez establecidas todas las condiciones necesarias el resultado obtenido para las dimensiones que faltaban por obtenerse son 5.14 mm de anchura para el primer escalón, y 4.14 mm de anchura para el segundo, que aparecen también representadas en la figura 13. Con estas dimensiones el resultado obtenido para el parámetro S11 de la celda de radiación unidad, aparece en la figura 14 a continuación.

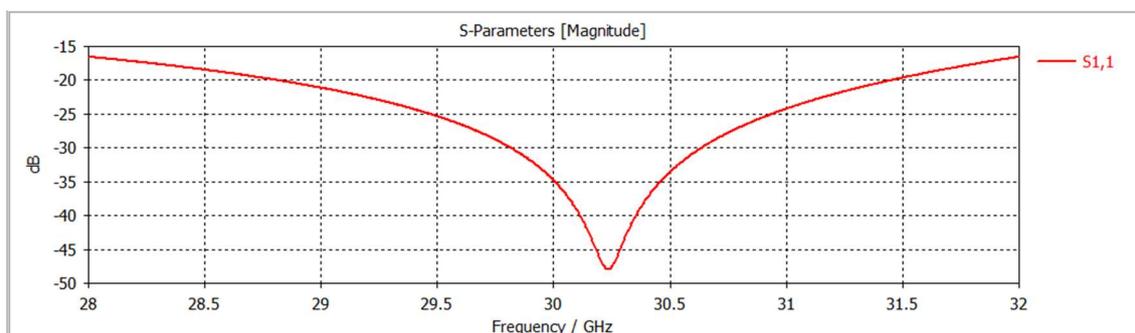


Figura 15. Resultado de la simulación del parámetro S11 con CST de la celda de radiación unidad

Los resultados obtenidos con esta bocina son muy buenos ya que como se aprecia en la figura 14 se consigue un parámetro S11 de -35 dB a la frecuencia central para la que está diseñada la antena de 30GHz, además se consigue un ancho de banda de 2,7 GHz, a un nivel de -20dB entre 28,8 GHz y 31,5 GHz. Además, para todo el ancho de banda simulado, desde 28 a 32 GHz mantiene también un nivel de adaptación bastante elevado, por encima de -15 dB para todas las frecuencias. Este resultado es muy importante que sea satisfactorio, ya que a partir de esta celda de radiación unidad, se construirá el resto de la antena, siendo este resultado limitante en caso de que no fuera satisfactorio.

Se consigue también estos buenos resultados gracias al abocinamiento, ya que como se ha comentado anteriormente. La ranura escalonada, mejora la adaptación que tiene la antena al espacio libre, minimizando así la reflexión medida en el parámetro S11.

Otra manera de ver los resultados de la simulación es observando el campo eléctrico radiado. En la figura 16, está representado el campo eléctrico a la frecuencia central de 30 GHz y para una fase 0, donde se puede apreciar la ondulación del campo eléctrico.

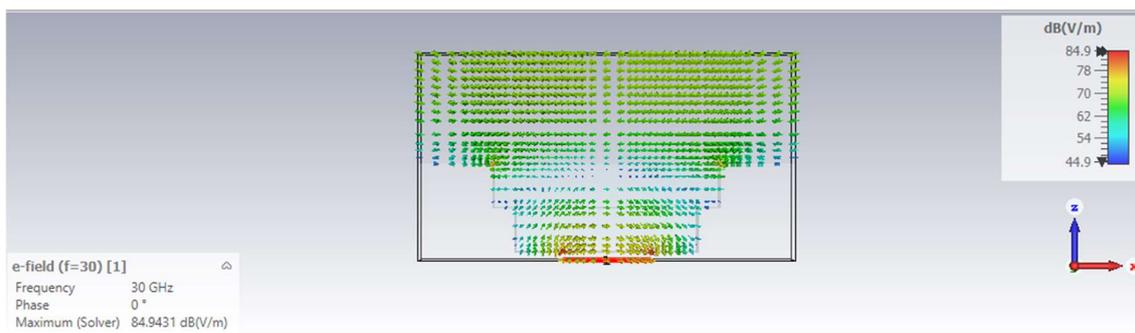


Figura 16. Campo eléctrico en la celda unidad con fase 0

En la figura 17, aparece el mismo campo representado, pero variando la fase 45 grados. Con estas dos imágenes se puede apreciar levemente cómo evoluciona el campo con el paso del tiempo. Mientras en la figura 16 el máximo estaba situado en la apertura, en la 17 el máximo se ha desplazado a la última parte de la bocina. Si se pudiera ver el campo en tiempo real variando la fase poco a poco, entonces se podría apreciar mejor esta traslación de las ondas del campo que indican que la antena está bien adaptada.

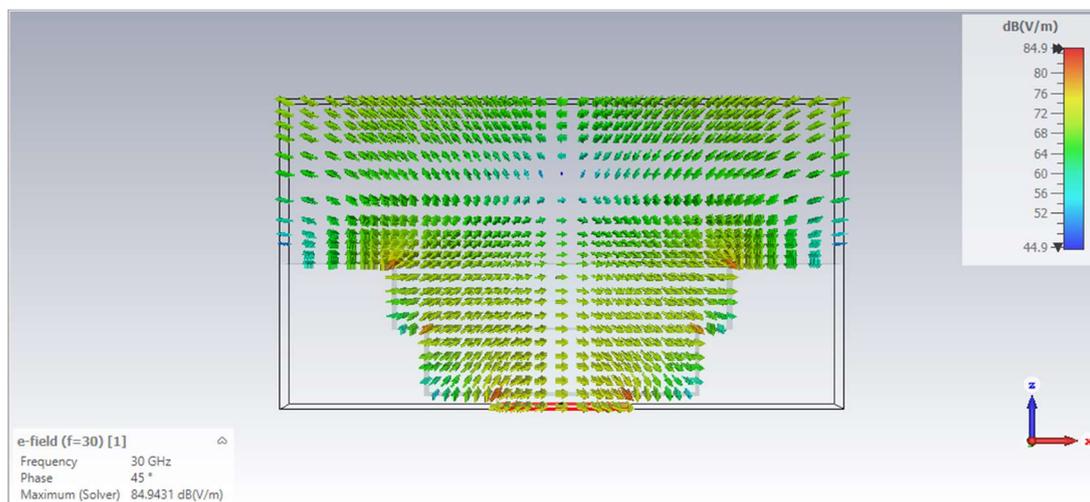


Figura 17. Campo eléctrico en la celda unidad con fase 45

Para finalizar el capítulo sobre la parte de radiación de la antena, se van a calcular las dimensiones totales de la estructura de radiación, que se consiguen al montar todas las celdas de radiación unidad juntas. Por tanto, si las dimensiones de la celda unidad de radiación son  $4,5\text{mm} \times 8,5\text{mm} \times 2,2\text{mm}$ , y teniendo en cuenta que el diseño final constará de 16 ranuras y de 16 puertos, las dimensiones finales de toda la estructura de radiación serán de  $72\text{ mm} \times 136\text{ mm} \times 2,2\text{ mm}$ . Del plano superior de la antena que está representado en la figura 18 cuyas dimensiones son  $72 \times 136\text{ mm}$ , la superficie radiante será de  $72\text{mm} \times 5,14\text{mm} \times 16\text{ ranuras} = 5.921,28\text{ mm}^2$  que sobre el total de la superficie de la antena que son  $9.792\text{ mm}^2$  supone un 60.5 % de la superficie se estará utilizando para radiar.

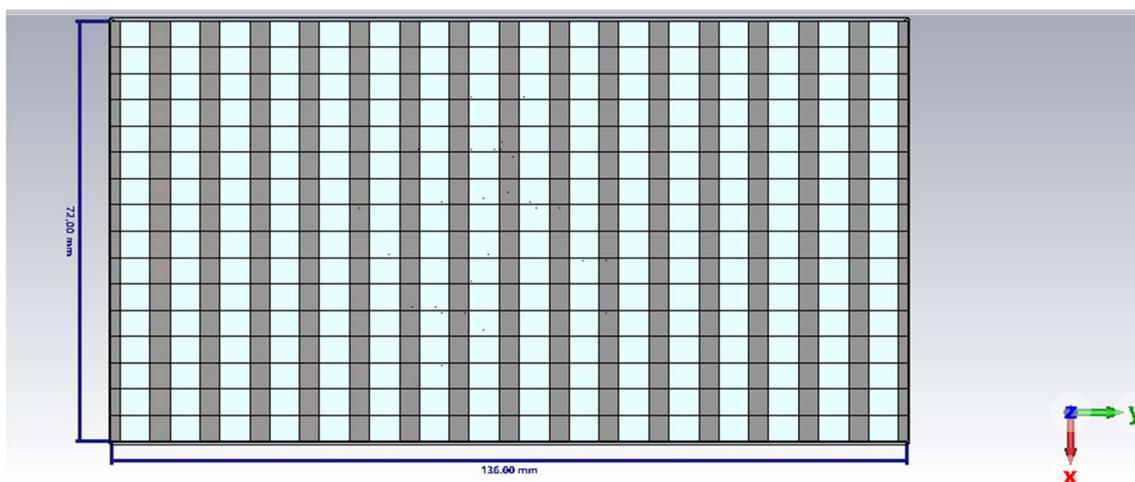


Figura 18. Dimensiones estructura de radiación completa

A toda esta parte de radiación habrá que añadir las capas de la antena que distribuirán y alimentarán a las ranuras, que se situarán por debajo de esta estructura. Y que van a ser descritas a continuación.

### 2.3 Red de distribución

A continuación de la estructura de radiación y justo por debajo de esta estará situada la red de distribución. Cuyo objetivo es conseguir alimentar a todas las ranuras desde los puertos de entrada. De un puerto de entrada tendrá que alimentar a las 16 ranuras, y esta estructura se repetirá de la misma manera para cada uno de los puertos de la antena.

Lo más importante que se ha de tener en cuenta para diseñar la red de distribución de esta antena, es que las ranuras deben ser alimentadas en paralelo, es decir el camino recorrido por las ondas para llegar a cada una de las ranuras debe ser el mismo, asegurando así que no exista ningún desfase entre unas ranuras y otras. Para diseñar por tanto una red de distribución que funcione en paralelo, será necesario el uso de varios divisores de potencia de la señal. Divisores que serán 1 a 2, y formarán una estructura simétrica y en cascada donde a la salida de un divisor se situarán otros 2.

Estos divisores al igual que el resto de la antena, también estarán realizados con las placas PCBs ya que son baratas de utilizar. Para ello se usará el número mínimo de placas posible, ya que así se consigue una antena más compacta y de perfil más bajo. Como la antena dispondrá de 16 ranuras finalmente para poder alimentar estos 16 slots, desde 1 solo puerto de entrada, será necesario dividir la potencia en 4 ocasiones, ya que 16 es 2 elevado a 4. Por tanto, para la red de distribución sería necesario el uso de 4 PCBs, aunque finalmente se podrá prescindir de una de ellas gracias al diseño de la adaptación, usando solo 3 placas.

De estas placas de circuito impreso, se aprovechará la parte del sustrato, que es un dieléctrico. Así se encapsulará la onda y se realizarán cortes y aperturas en el sustrato, para formar guías de onda vacías, sin dieléctrico. Así el camino que sigue la onda a través del aire sufre muchas menos pérdidas de propagación. Pero habrá que estar vigilante de la estructura para que las reflexiones de la onda sobre los extremos y los giros de las guías rectangulares no perjudiquen el desplazamiento de las ondas electromagnéticas. Para ello se va a tener que realizar un proceso de optimización para calcular la distancia que deben tener esos cortes sobre el sustrato con respecto a las aperturas, y también las dimensiones de las aperturas. Asegurando que el camino recorrido por las ondas electromagnéticas sufre lo menos posible el efecto de las reflexiones en las paredes de la antena.

En la figura 19 aparece la primera estructura que se tiene que optimizar, un divisor de potencia, que dividirá la señal entre dos ranuras adyacentes como las diseñadas en el apartado anterior.

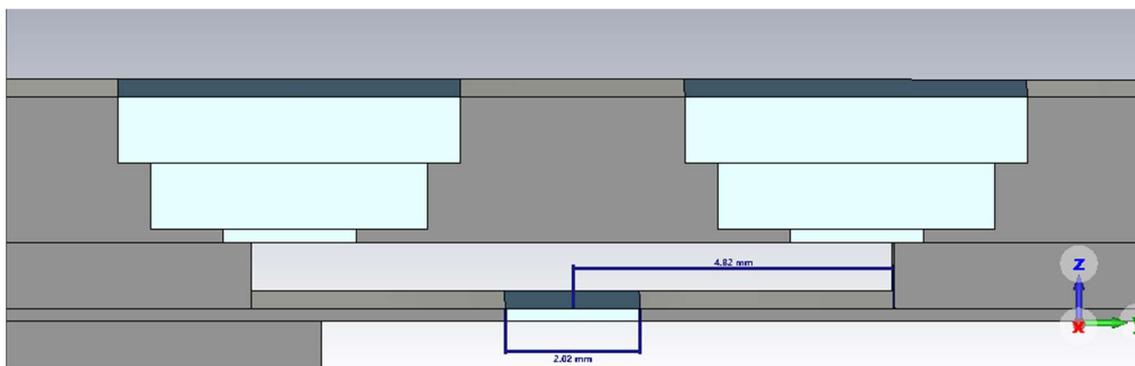


Figura 19. Divisor de potencia para dos ranuras modelizado en CST

El proceso de optimización de la red de distribución se ha realizado añadiendo poco a poco parte de la estructura de la red a las celdas de radiación unidad. Así lo primero en optimizarse ha sido el divisor que se aprecia en la figura 19, que es para solo dos ranuras adyacentes. Después se han ido añadiendo divisores por debajo conectando así más y más ranuras, hasta completar toda la

estructura. Con cada divisor añadido se optimizaban las nuevas dimensiones únicamente, pero finalmente con el diseño completo se optimizarán todas las dimensiones nuevamente para terminar de optimizar el diseño.

A la hora de simular y optimizar el proceso, como la antena es periódica cada 4.5mm en el eje X se puede simular con solo una sección de la antena estableciendo como condición de contorno la periodicidad en este eje X. Es decir, estaríamos por el momento simulando únicamente la antena desde un puerto de entrada a todas las ranuras de salida, y simplemente añadiendo como condición de contorno en el eje X la continuación de la antena hacia ambos lados. Al hacer esto se desprecia el efecto producido en los bordes de la antena, ya que se asume que es infinitamente periódica lo cual no es cierto, la antena si tiene un final. Pero por el momento se despreciará este efecto, al que se le intentará dar solución más adelante.

El modelo representado en la figura 19 ya forma parte del diseño final optimizado por segunda vez, con las dimensiones finales que tendrán tanto la apertura como los cortes en el sustrato. La apertura será de 2,02mm sobre la placa que divide los dos sustratos. El corte en el sustrato de la primera placa de circuito impreso será de 4,82mm x 2 = 9,64mm. Al juntar esta estructura con otra idéntica y añadir una capa más por debajo se consigue la estructura representada en la figura 20.

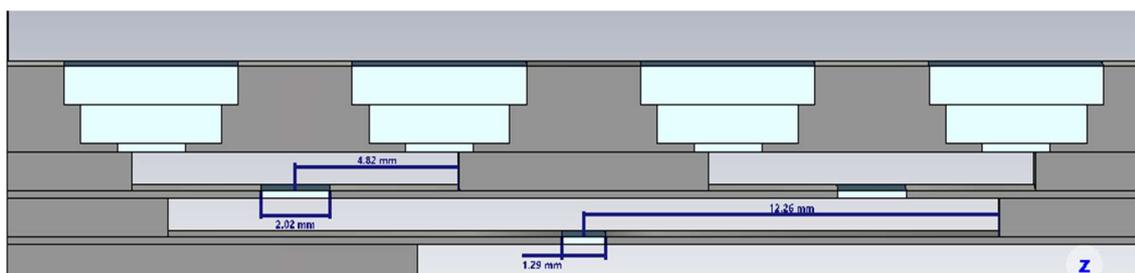


Figura 20. Divisores de potencia necesarios para cuatro ranuras modelizado en CST

En esta estructura ha sido necesario el uso de otra placa PCB, y las dimensiones resultantes del proceso de optimización que se aprecian también en la figura anterior, son 1,29mm para la apertura, y 12,26 mm x 2 = 24,52 mm para el corte sobre el sustrato.

Por último, para realizar la última parte de la red de distribución se ha tenido que optimizar teniendo ya en cuenta cuál era la estructura que se situará por debajo, es decir con la adaptación ya montada. Esto es porque para poder optimizar paso a paso el diseño en las simulaciones se ponía el puerto 1 en la placa inferior, pero al llegar a la última capa, ya no se puede situar el puerto 1 en ningún otro lugar, y es necesario tener en cuenta por tanto la adaptación para situar el puerto 1 correctamente.

La estructura de la adaptación se va a explicar más adelante, pero es importante notar que la estructura de la adaptación consta de dos brazos. Es decir esta estructura ya incluye un divisor de potencia que divide la potencia del puerto de entrada entre los dos brazos, es por ello que no va a ser necesario una cuarta placa PCB, ya que la adaptación ya divide la potencia en dos y cada lado alimentará únicamente a 8 bocinas. En la figura 21, aparece resaltada la parte de la red de distribución que se ha diseñado en este capítulo, además de las partes de radiación diseñada en el capítulo anterior, y la parte de adaptación que se describirá en el siguiente capítulo. En la figura 21 aparece únicamente un brazo de la antena, la antena completa se contruiría añadiendo una arte simétrica a la derecha de la imagen.

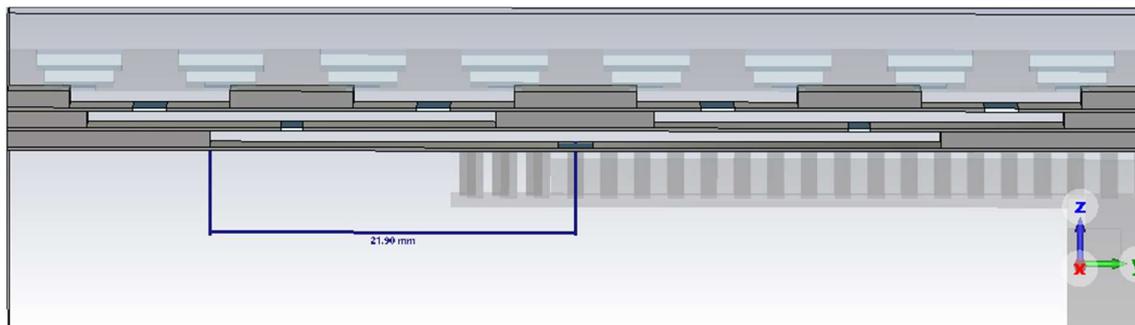


Figura 21. Modelo de un brazo de la antena, con la red de distribución resaltada en CST

En esta figura también se puede observar marcada la dimensión del corte sobre el sustrato en la tercera placa PCB que será de  $21,9\text{mm} \times 2 = 43,8\text{ mm}$ , y habrá dos cortes así uno a cada lado del diseño. Como en las otras placas se ha modelizado un corte, pero estos se repiten varias veces a lo largo de cada placa para crear todos los divisores necesarios.

Tras realizar la optimización de cada una de las capas de la red de distribución se realiza un proceso de optimización global, y es en este proceso en el que se descubre una posible mejora del diseño. Ya que los resultados obtenidos para el parámetro S11 en las primeras simulaciones era muy bueno, sin embargo, este parámetro empeoraba al añadir la última capa. Al fijarse en la transmisión del campo eléctrico, este tenía problemas en atravesar la apertura que separaba la adaptación de la red de distribución. Esto se debía a que en la adaptación la señal de cada puerto de entrada está aislada de las señales de otros puertos mediante el uso de una separación física, sin embargo, en la red de distribución esto no es así, todas las aperturas, y las guías de onda rectangulares no tienen separación física con respecto a las señales de otros puertos.

Las guías de onda rectangulares son realmente PPW (parallel plate waveguide), un tipo de guías formadas por dos placas paralelas separadas una distancia, sin paredes laterales. Entre una sección de la antena y otra no hay una pared metálica de separación. Sin embargo, se consigue que la señal de cada uno de los puertos se desplace en paralelo sin causar interferencias unas con otras.

Por tanto, esto sirve para que no haya interferencias entre señales en la red de distribución, sin necesidad de paredes físicas. Pero no sirve para que en la apertura alargada que separa la adaptación de la red de distribución, las señales no se mezclen, distorsionen la señal y causen reflexiones no deseadas.

Para el caso de la apertura entre la red de distribución y la adaptación, experimentalmente y mediante el análisis de los resultados de las diferentes simulaciones. Se ha llegado a la conclusión de que era mejor el uso de una apertura cerrada, como la que aparece en la figura 22. Esta separación será de menos de un milímetro  $0,13\text{mm} \times 2 = 0,26\text{mm}$ , pero supone una gran diferencia en el resultado del parámetro S11 que se obtiene con la red de distribución, ya que ahora sí consigue el campo eléctrico atravesar la apertura en su mayoría. Y mantener las señales de los diferentes puertos separadas.

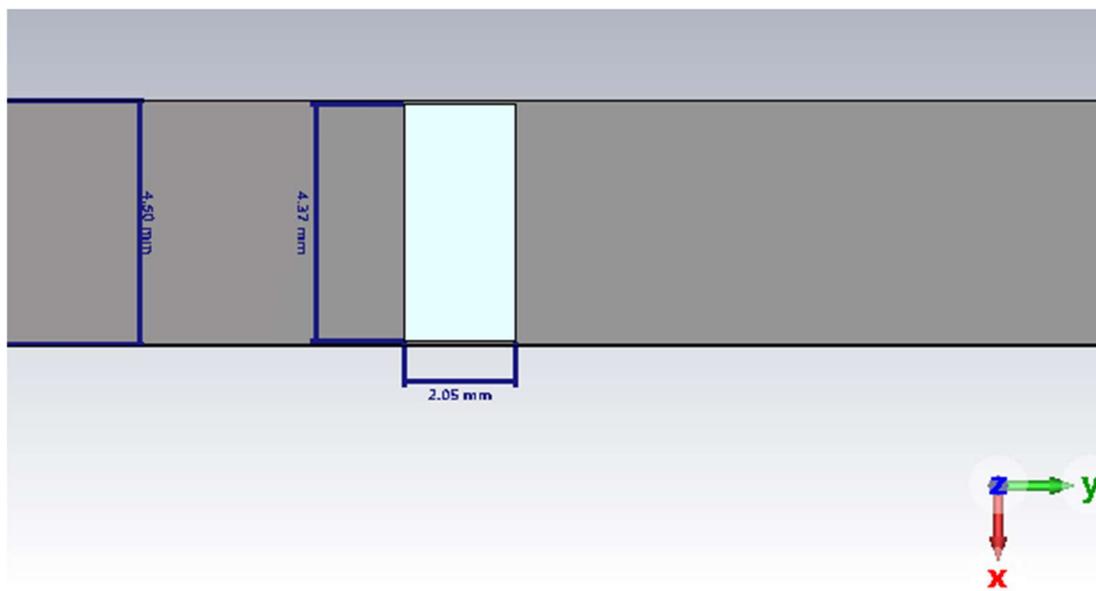


Figura 22. Dimensiones de la apertura situada entre la red de distribución y la adaptación

Otra solución que se encontró, para mejorar el parámetro S11 de la red de distribución fue la de aumentar la anchura de las guías de onda rectangulares. Cambiando la anchura de 4.5 mm a 5.5 mm se conseguían mucho mejores resultados de adaptación. Sin embargo, para la realización de este proyecto finalmente se ha decidido mantener la dimensión en el eje X en 4.5 mm para no causar problemas con la adaptación y la alimentación. Ya que esta dimensión venía dada por el diseño del desfaseador, al que se desea conectar la antena.

El objetivo principal de la red de distribución era conseguir una buena transmisión de la señal a través de la estructura diseñada, y esto se puede medir con el parámetro S11 que se ha usado para optimizar la red. Sin embargo, no se presentan, los resultados obtenidos con el diseño final de la red de distribución porque estos resultados solo se pueden calcular correctamente añadiendo también toda la estructura de adaptación que se describe en el siguiente apartado. Será entonces en el siguiente apartado donde se detallen los resultados para toda la antena.

## 2.4 Adaptación

La tercera parte de la antena es aquella que se sitúa entre la alimentación, y la distribución. En esta parte habrá que diseñar el recorrido que sigue la onda para pasar del desfaseador a la red de distribución.

En el último apartado se ha descrito la conexión entre la adaptación y la red de distribución, que es una apertura rectangular que se cerraba en los bordes para establecer una separación entre los diferentes puertos, y es que a partir de aquí toda la estructura que se describirá será solo para un puerto concreto. De hecho, el diseño de la adaptación usará pines para mantener el campo eléctrico encerrado y que no haya fugas o interferencias entre diferentes puertos. Por tanto, el diseño de la adaptación que se describe en este capítulo tiene como función conectar un puerto de entrada, con una sección de la red de distribución y tiene como amplitud 4.5 mm, lo mismo que la anchura de las guías del desfaseador y una sección de la red de distribución.

Mientras que en la red de distribución la señal se traslada únicamente por el aire por guías de onda vacías, en la adaptación se traslada también por un ridge, una estructura metálica. Por tanto, es muy importante el diseño de las transiciones entre diferentes medios. El primer cambio de medio ocurre justo por debajo de la apertura que se venía describiendo en el capítulo de la red de distribución. En este caso para la transición entre una parte y otras de la antena, es muy importante

la longitud del ridge, y sobre todo dónde se sitúa el final del ridge con respecto al centro de la apertura.

Teóricamente el sitio ideal para situar el final del ridge, sería a una distancia de  $\lambda/4$  del centro de la apertura que separa a la adaptación de la red de distribución. Ya que así se conseguiría que la corriente sea mínima pero el campo sea máximo en la apertura gracias a la reflexión sobre los pines situados al final del ridge, enfrentados a este. La distancia de la apertura al centro de la antena es de 34 mm, por tanto, la longitud ideal del ridge teóricamente debía ser 36,5 mm, ya que  $\lambda/4$  son 2,5 mm. Sin embargo, al optimizar la longitud del ridge para conseguir una mejor adaptación de todo el conjunto, un mejor S11 la longitud obtenida para el ridge fue de 30,98 mm. Que equivale a una distancia al centro de la antena de 35,48 mm, menos de lo que teóricamente se había calculado.

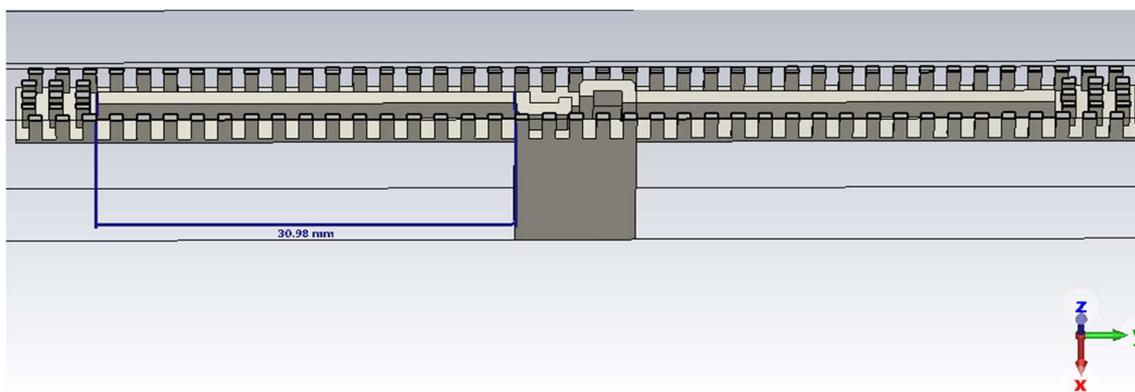


Figura 23. Estructura de adaptación con detalle sobre la longitud del ridge.

En la figura 23 se puede ver representada la longitud de los dos brazos de la adaptación. Realmente solo está marcada una longitud porque la estructura es simétrica, el diseño realizado para un lateral es idéntico al otro. En la figura anterior además de apreciar la dimensión del ridge, también están representados alrededor del ridge los pines, cuya función es encapsular a la onda. Para dirigir esta en la dirección correcta. La idea detrás de estos pines es que la proximidad entre unos y otros imposibilita a una onda de estas frecuencias atravesar entre los espacios que quedan. En la figura 24 está representado el campo eléctrico a la frecuencia de 30 GHz, y se observa como los pines cumplen su función, ya que únicamente hay campo eléctrico en el interior de estos.

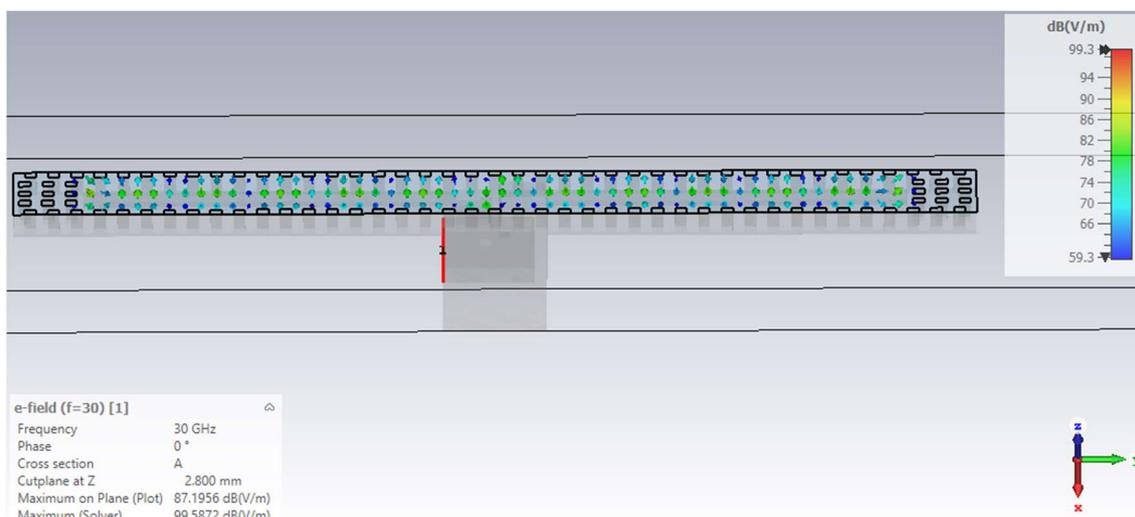


Figura 24. Distribución del campo en el plano XY en un corte del ridge de la adaptación

El camino recorrido por las ondas electromagnética a través del ridge, se ha de intentar que sufra lo mínimo posible por las reflexiones sobre las paredes del ridge. En un inicio todos los giros en el ridge eran giros rectos con ángulos de 90 grados. Pero con el programa CST y la opción de “chamfered” que da este programa, se pueden convertir esos giros rectos en esquinas con chaflán. Al hacer chaflanes mejora el camino que recorre la onda, y disminuye las reflexiones consiguiendo también así una mejor adaptación que es el objetivo que se buscaba desde un inicio. El detalle de los bordes que han sido recortados se puede apreciar en la figura 25.

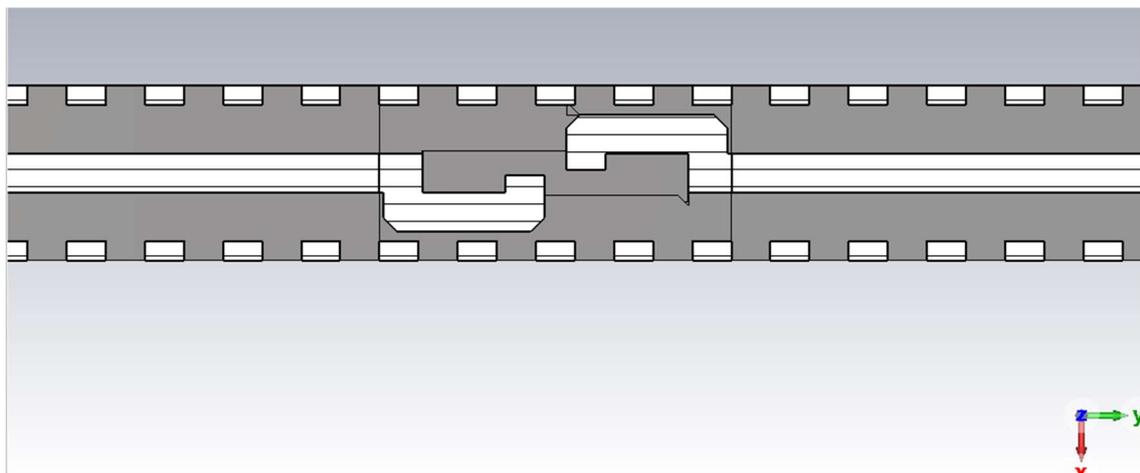


Figura 25. Corte en el plano XY del modelo del ridge de la adaptación.

Este pequeño recorte en los bordes del ridge tiene repercusiones considerables y que se aprecian en el parámetro S11 que se obtiene una vez implementada esta mejora, en comparación con el parámetro S11 anterior.

La única estructura que queda por describir es la que se sitúa entre el ridge y el desfaseador que alimenta a la antena. Esta estructura tiene una apertura rectangular en uno de los lados por donde recibe la señal del desfaseador, y donde se colocará el puerto de entrada para la simulación de la antena. Tras ello una serie de elementos metálicos que sirven para introducir la onda en el ridge que es también metálico. Además de actuar como divisor de potencia, ya que la señal que entra tiene que dividirse por igual entre los dos brazos con estructura ridge. Esta estructura se puede ver modelizada en la figura 26, junto con el resto de la estructura de adaptación. También en la figura se representa el pequeño gap de aire que se formará entre adaptación y distribución debido a las limitaciones físicas de diseño.

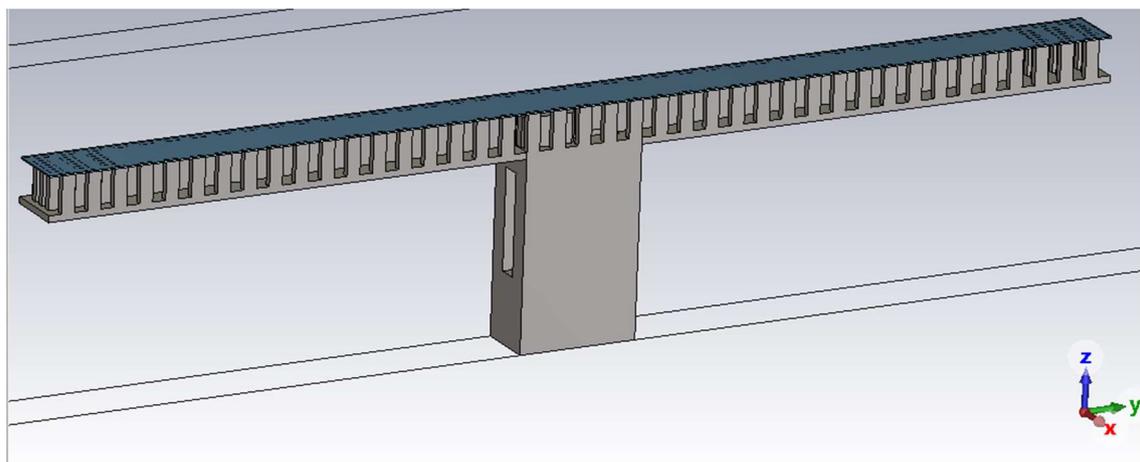


Figura 26. Modelo en CST de la estructura de adaptación completa.

Una vez diseñadas las estructuras de adaptación y la red de distribución, para un puerto, se puede juntar con una estructura de radiación básica compuesto por un array de 16 bocinas recortadas, para obtener así la estructura de la figura 27.

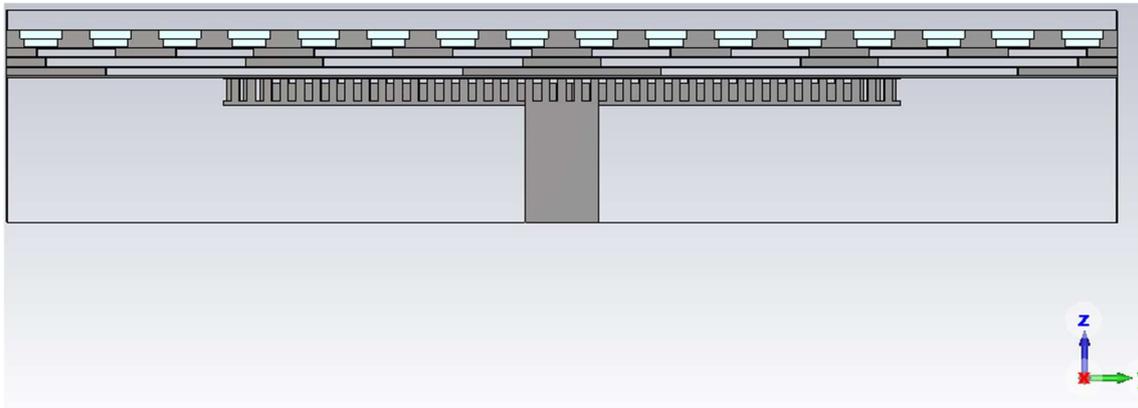


Figura 27. Vista lateral modelo en CST de una sección completa de la antenna.

Ahora la antenna esta casi terminada ya que consta de todas las partes necesarias para su funcionamiento, y para terminar el diseño solo queda replicar el diseño a lo largo del eje X tantas veces como puertos se deseen. Pero por el momento con la herramienta de array factor que proporciona el programa CST para el análisis de resultados, se pueden obtener los resultados teóricos que se obtendría de replicar este diseño.

El primer resultado importante que se debe comentar sobre este diseño es el parámetro S11 obtenido, ya que este ha sido el objetivo de optimización a lo largo del diseño de las diferentes partes de la estructura.

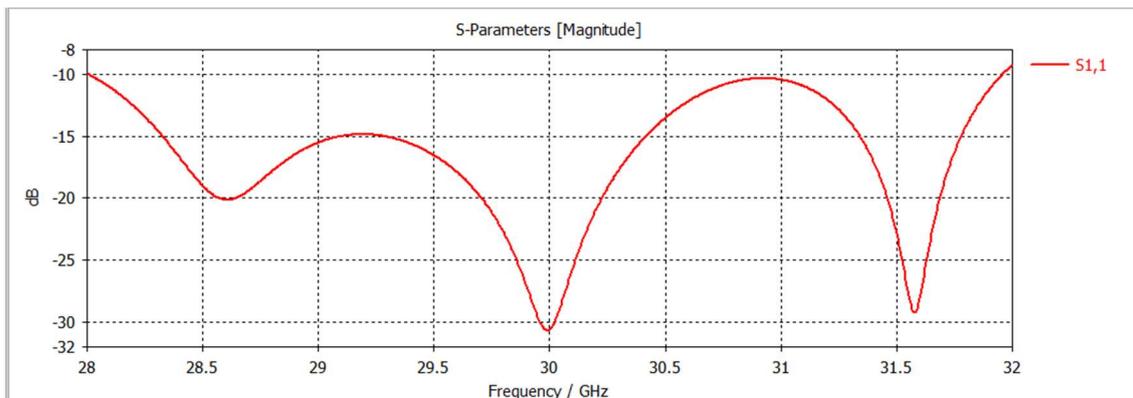


Figura 28. Simulación del parámetro S11 en CST de la sección de la antenna de la figura 27.

El resultado obtenido se puede observar en la gráfica de la figura 28. En comparación con el parámetro S11 obtenido únicamente para la bocina el resultado ha empeorado, lo que era previsible ya que la estructura es ahora mucho más compleja y con mayor recorrido. Sin embargo, el resultado es muy satisfactorio, ya que se mantiene un nivel por debajo de -10dB a lo largo de casi todo el ancho de banda de 28 GHz a 31.9 GHz. Además, se consigue el mínimo absoluto justo en la frecuencia central de la banda a 30 GHz el parámetro S11 es de -30dB aproximadamente. Este resultado es muy bueno, sin embargo, no es el resultado final del parámetro S11, ya que en este caso no se están teniendo en cuenta todavía el efecto producido por la señal de los puertos adyacentes.

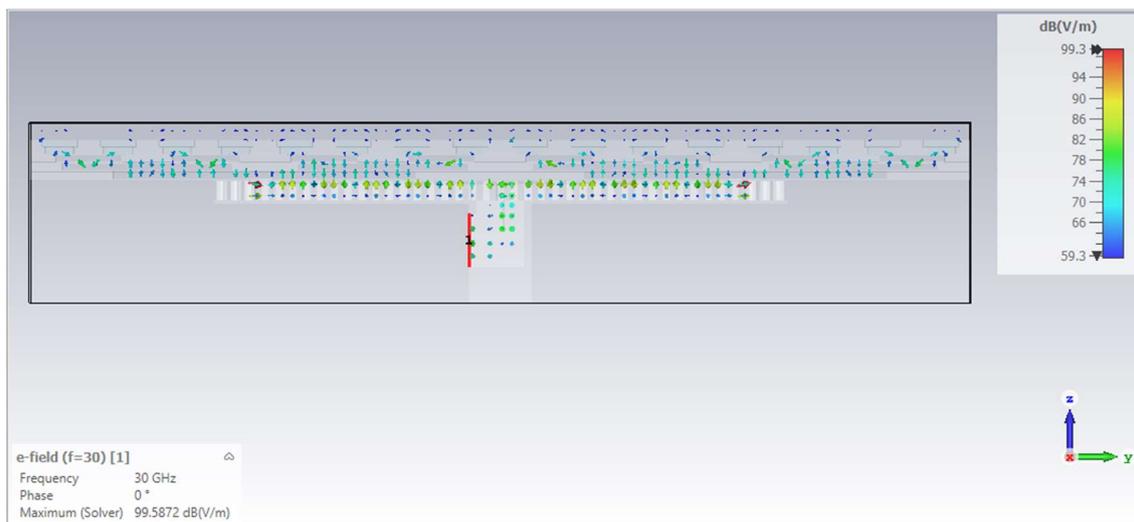


Figura 29. Campo eléctrico a 30 GHz de la sección de la antena de la figura 27

En cuanto a la distribución del campo a lo largo de la sección, se puede observar que la distribución de este no es uniforme a lo largo de la antena. A diferencia del campo eléctrico simulado en la bocina que parecía no empeorar. En la sección completa sí que se aprecia la atenuación del campo eléctrico a lo largo del recorrido de las ondas en el interior de la antena. Concretamente se aprecia cómo el campo se desplaza sin casi atenuación a través de la parte de adaptación. El valor del campo se reduce sensiblemente en la apertura que separa la adaptación y la red de distribución. Esto se debe a que en la red de distribución los divisores de potencia van separando la potencia del campo entrante en varios caminos. Por tanto, es normal, que la señal cada vez tenga menos amplitud a lo largo de la red de distribución. Ya que, por cada divisor de potencia, la potencia del campo eléctrico debe reducirse a la mitad, en cada camino.

Pero a pesar de todo ello, la señal de campo eléctrico que llega a la bocina es elevada, y en las bocinas ya se ha observado con anterioridad que la atenuación es casi ninguna. Así que, el resultado obtenido muestra un comportamiento esperado del campo eléctrico, y que parece más que suficiente para continuar con el desarrollo de la antena completa.

Además del resultado obtenido del parámetro S11 y del campo eléctrico, ya se pueden empezar a mirar la radiación que produce la antena, el campo lejano que calcula el programa CST studio, ya que ahora la sección de la antena esta completa, y estos resultados se comienzan a parecer a lo que se obtendrá finalmente.

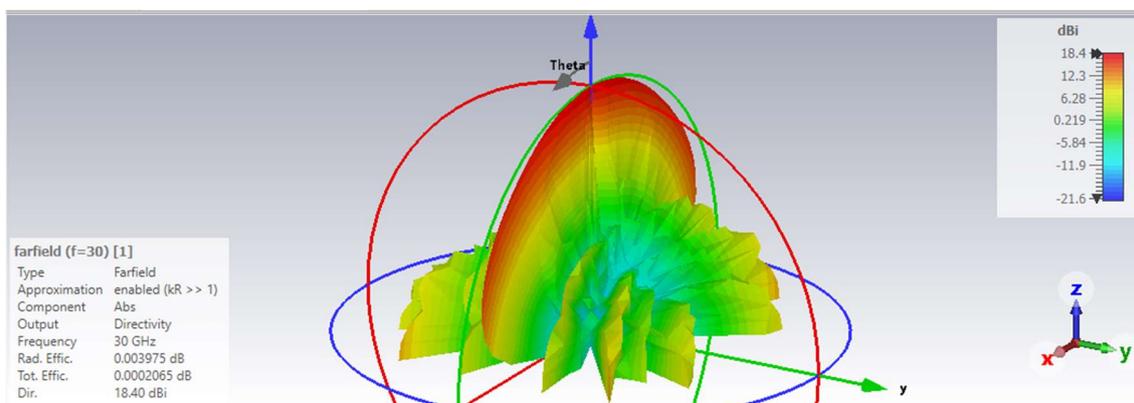


Figura 30. Campo lejano producido por una sección de la antena como la de la figura XX

En la figura 30, se observa que este campo lejano es casi omnidireccional en el plano XZ, que en coordenadas polares se corresponde con el plano  $\phi=0$ . Mientras que sí que es directivo en el resto de los planos de coordenadas. El hecho de que la radiación sea omnidireccional en el plano  $\phi$  igual a cero se resolverá al construir la antena completa con el resto de los puertos y alargar



las ranuras a lo largo del eje X. Entonces el diagrama pasará a ser también selectivo en el plano  $\phi$  igual a 0, obteniendo finalmente un diagrama de radiación de tipo pincel para la antena. Ya que el diagrama actual de la sección de la antena ya es directivo en las otras direcciones.

Tras haber comentado los resultados obtenidos con el programa de CST correspondientes al modelo de una sección de la antena, se puede dar por finalizado el capítulo de descripción de la antena. Y continuar la descripción del proyecto con la implementación y construcción del modelo final de la antena en el capítulo 3.

### Capítulo 3. Implementación práctica

Una vez realizada la descripción de la antena que se quiere construir. Con el modelo de una sección de la antena descrito en el capítulo 2, se va a detallar como se construiría el modelo final de la antena.

En primer lugar, quedaría decidir el número de puertos que va a tener la antena finalmente. Para utilizar el número de secciones correspondiente. Para ello se han realizado una serie de pruebas con el array factor y con el modelo de la sección en CST para determinar un número de puertos.

Concretamente se han hecho diferentes pruebas con 8 y 16 puertos, y se han observado los resultados teóricos que se obtendrían de la radiación de estas antenas.

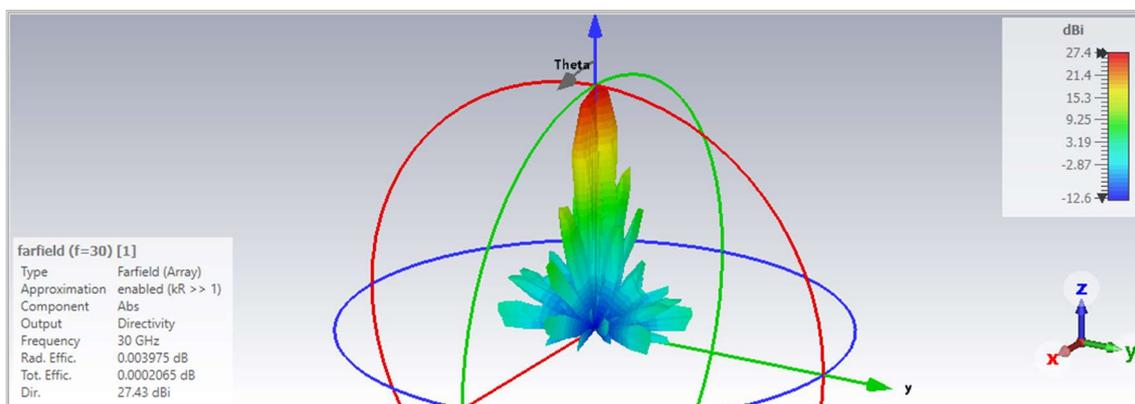


Figura 31. Radiación de una antena de 8 puertos sin desfase entre los puertos de entrada

En la figura 31 se obtiene la radiación esperada del array con 8 puertos. Desde una perspectiva isométrica donde se pueden apreciar todos los planos. El plano en el que más centraremos la atención es en  $\phi = 0$ . Y es que en la figura 30, ya se conseguía un diagrama direccional en el resto de los planos. Mientras que en este plano el campo lejano de una sección era casi omnidireccional, pero al crear el array se consigue también un diagrama directivo en este plano. Por tanto, el diagrama de radiación de la figura 31, ya empieza a tener la forma deseada de tipo pincel para la aplicación de esta antena.

El diagrama pincel es el deseado en las antenas cuya función es conectar con satélites debido a la gran directividad que poseen estas. Por tanto, a la hora de comparar los diferentes diseños, la métrica principal en la hay que fijarse para valorar los diagramas de radiación, es la directividad.

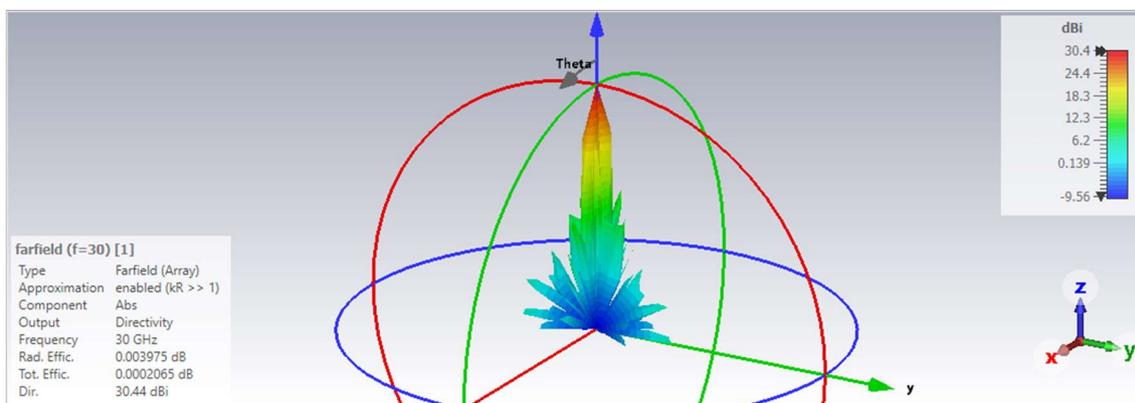


Figura 32. Radiación de una antena de 16 puertos sin desfase entre los puertos de entrada

En la figura 32, en comparación con la figura 31. Si se obtiene un diagrama mucho más directivo, el lóbulo principal, es más estrecho. Además de que los lóbulos secundarios de radiación son más pequeños en comparación con el lóbulo principal. Lo cual también es muy importante en antena cuya aplicación sea para satélites. La directividad conseguida por el diagrama de radiación de 16

puertos es de 30,44 dBi, 3dB mayor que la conseguida con 8 puertos. Lo que tiene sentido ya que al doblar el número de puertos de 8 a 16, también se consigue doblar la directividad en términos lineales, lo que en decibelios se corresponde con 3dB más. Sin embargo, este es el comportamiento que presenta el array, cuando el desfase entre los puertos es 0. Si cambiamos el desfase entre los puertos a 30 grados entre puertos adyacentes, se obtienen los diagramas de radiación de las figuras 33 y 34.

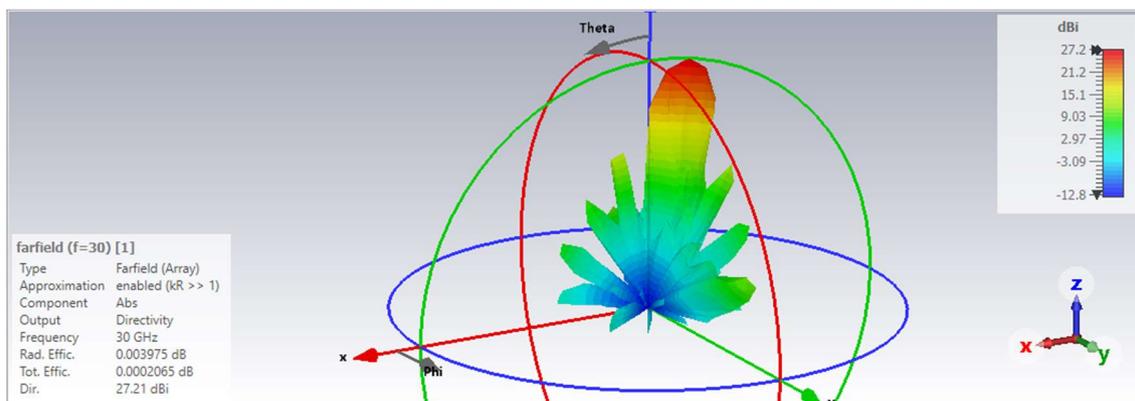


Figura 33. Radiación de una antena de 8 puertos con 30 grados de desfase entre los puertos de entrada

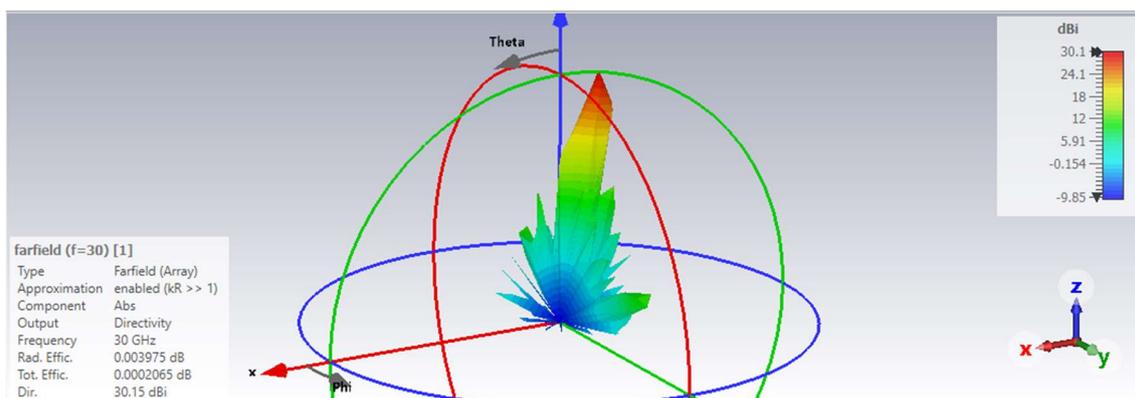


Figura 34. Radiación de una antena de 16 puertos con 30 grados de desfase entre los puertos de entrada

En este caso al variar el desfase, se consigue variar también el apuntamiento del lóbulo máximo, comprobando así el funcionamiento esperado del array. Sin embargo, al variar el apuntamiento y cambiar el diagrama de radiación la calidad de este empeora ligeramente ya que los lóbulos secundarios ganan tamaño, y el lóbulo principal se ensancha. Aun así, los diagramas de radiación para los dos números de puertos son muy buenos, ya que la directividad no empeora ni 1dB, con un desfase de 30 grados. Con un desfase de 30 grados la variación de apuntamiento que se consigue es sobre 10 grados, sin embargo, en el diseño de la antena el objetivo marcado es conseguir una variación del apuntamiento de 20 grados. Lo que se puede conseguir con un desfase de 60 grados entre los puertos de entrada.

En las figuras a continuación, Fig. 35 y Fig. 36, se encuentran representados los diagramas de radiación para 8 y 16 puertos respectivamente, con un desfase de 60 grados en la alimentación. Con este desfase la directividad, aunque empeora todavía se mantiene en el margen de -1dB con respecto a la directividad sin desfase para la antena de 8 puertos. Mientras que en la antena de 16 ya empeora más de 1 dB. Fijándose en los diagramas, se puede observar la aparición de un lóbulo secundario de tamaño considerable que es la causa de la pérdida de directividad. Conforme aumenta el desfase este lóbulo gana tamaño y empeorará la calidad del diagrama, por lo que un desfase de 60 grados en la alimentación puede situarse como casi en el límite de lo que la antena puede conseguir antes de empezar a perder calidad en el diagrama.

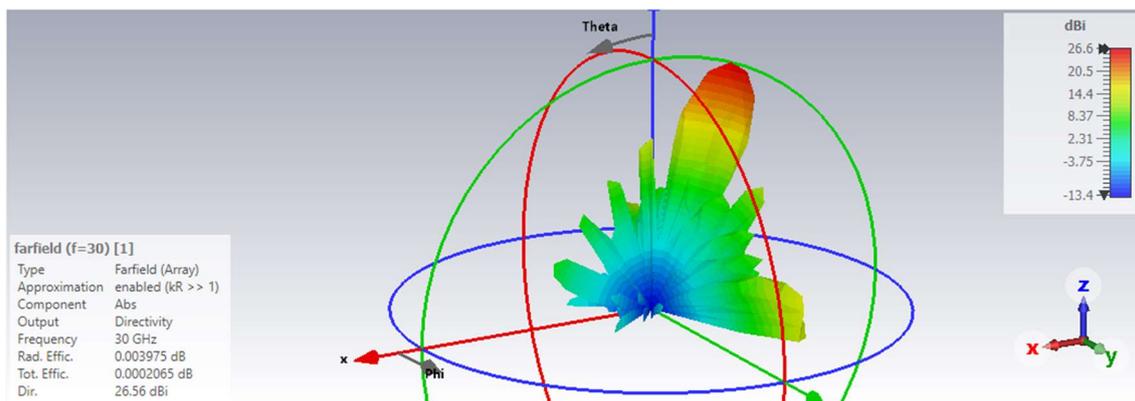


Figura 35. Radiación de una antena de 8 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.

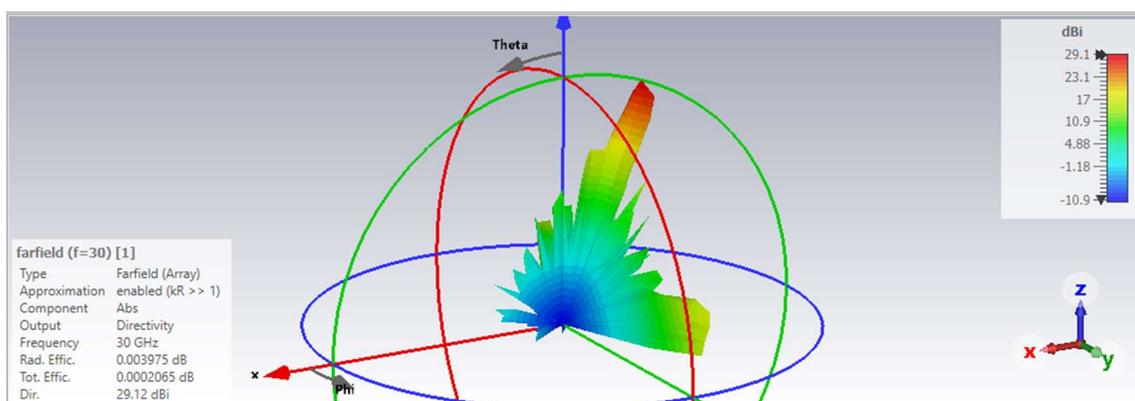


Figura 36. Radiación de una antena de 16 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.

Tras la comparación de resultados de los diagramas de radiación en campo lejano, para dos números de puertos diferentes. Queda clara la conclusión de que un mayor número de puertos consigue mayor directividad, aunque el desfase entre los puertos haga empeorar más rápidamente la directividad con 16 puertos, esta sigue siendo mayor siempre que la que se consigue con 8 puertos. Por tanto, la decisión final será la de usar 16 puertos para la antena. Aunque esto tiene un inconveniente debido al elevado coste computacional que supondrá luego realizar los cálculos con 16 entradas.

Una vez decidido el número de puertos, quedará por saber cuál es el ángulo máximo de apuntamiento que se puede conseguir con esta antena. Según los cálculos que proporciona el array factor de CST, se consigue el diagrama polar de la figura 37. Donde el apuntamiento del lóbulo máximo que se consigue es de 22 grados, aunque luego habrá que comprobar este valor con el obtenido después de la simulación de la antena de 16 puertos.

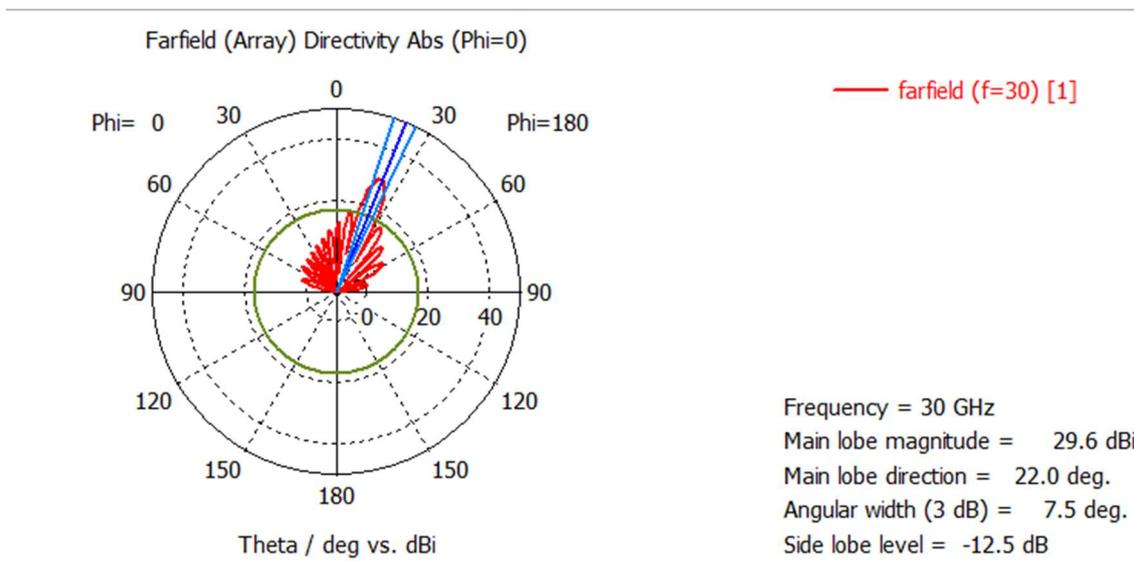


Figura 37. Radiación en diagrama polar de una antena de 16 puertos con 60 grados de desfase entre los puertos de entrada.

Ahora con el número de puertos claro, se puede construir el diseño final de la antena con el programa CST. Este diseño es el que aparece en la figura 38, que se ha construido replicando el diseño de la sección 16 veces, y se han añadido dos paredes metálicas en los extremos de la antena para otorgar solidez y cerrar la estructura.

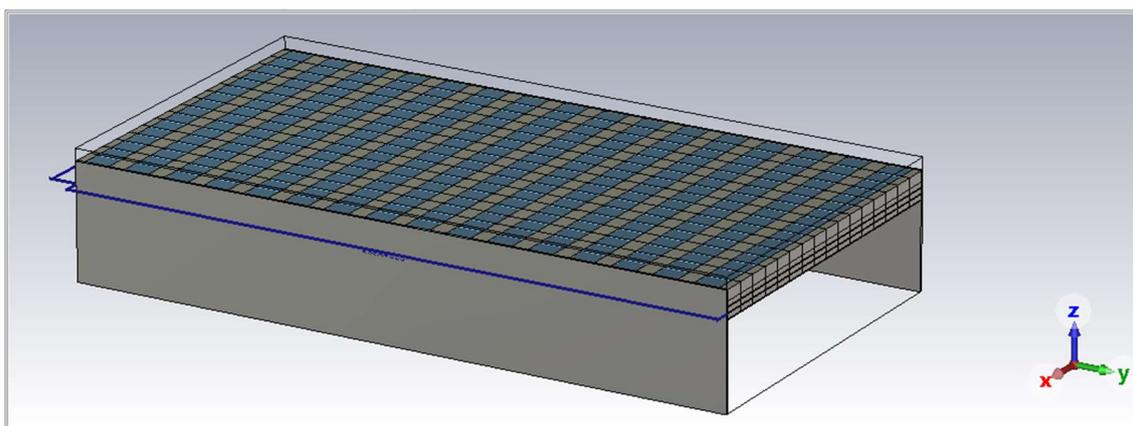
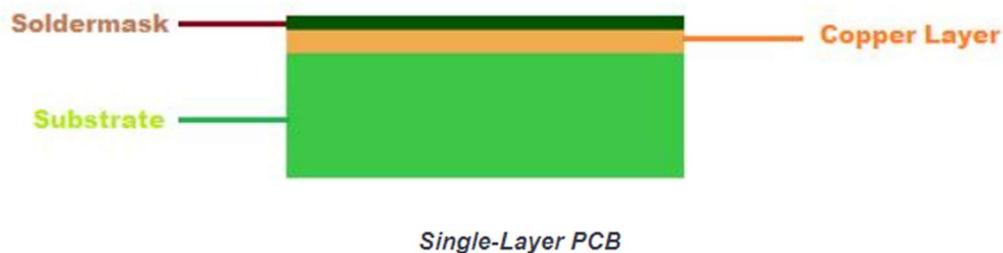


Figura 38. Diseño final de la antena con 16 puertos en CST.

Aunque ya se ha mencionado brevemente en los capítulos de descripción de la antena, se va a profundizar en la tecnología que se usará para construir la antena. La antena se va a construir utilizando PCB (placas de circuito impreso). El diseño que se ha descrito en el capítulo 2, estaba formado por capas del mismo tamaño y cada uno de estas será una placa PCB. Concretamente para la antena se usarán 5 PCBs, 2 para la radiación, 3 para la red de distribución. Las placas estarán formadas por un sustrato de 1mm de grosor y una plancha de cobre de 0,2mm de grosor. Las placas que se usarán por tanto serán del tipo single-layer PCB, como la de la figura 39.



**Figura 39.** Tipo de placa PCB utilizado para la implementación práctica de la antena

En ocasiones será necesario remover por completo la plancha de cobre como en la parte de la radiación, donde solo hace falta la parte del sustrato. Mientras que en la red de distribución la plancha de cobre servirá como separación entre los diferentes niveles de la antena. Quedará entonces una plancha de cobre con varias ranuras por donde atravesarán las ondas. El sustrato tendrá que ser recortado y removido en ocasiones, para hacer espacio y dejar vacío el recorrido que luego seguirán las ondas a través de la antena.

Por último, queda la decisión de qué tecnología utilizar para unir eléctricamente las placas, unas con otras. En la actualidad existen dos alternativas, una sería atravesando tornillos a través de las placas, y atornillar las placas unas con otras. O la alternativa es usar soldadura. Dada la complejidad del proceso de intentar atravesar tornillos a través de las placas sin que estos afecten a la integridad de las placas base. Parece más sencillo y razonable utilizar soldadura para unir las placas.

Unir las placas, no es sencillo y debido al nivel tecnológico actual, es habitual que queden espacios pequeños entre una placa y otra. A través de esos espacios el campo eléctrico que debería quedar confinado en el interior de la antena puede escaparse de la estructura. Este tipo de pérdidas en el diseño actual parecen inevitables. Pero no es el problema más grave al que se presenta la antena.

Uno de los problemas principales que surgen en el diseño final es la aparición de los extremos. A lo largo del diseño de las diferentes partes de la antena, en muchas ocasiones se asumía la condición de que la antena era infinita para poder establecer unas condiciones de contorno favorables, y por qué al inicio no se sabía la dimensión que tendrá la antena finalmente. Pero ahora las dimensiones de la antena ya están claras y esta antena es finita, la antena tendrá 16 ranuras y 16 puertos. Por tanto, para simular este diseño las condiciones de contorno serán las de espacio abierto alrededor de la antena. Con la única excepción posible la dirección  $Z_{min}$  donde se encontrará el desfaseador, y se puede mantener entonces la condición de pared eléctrica.

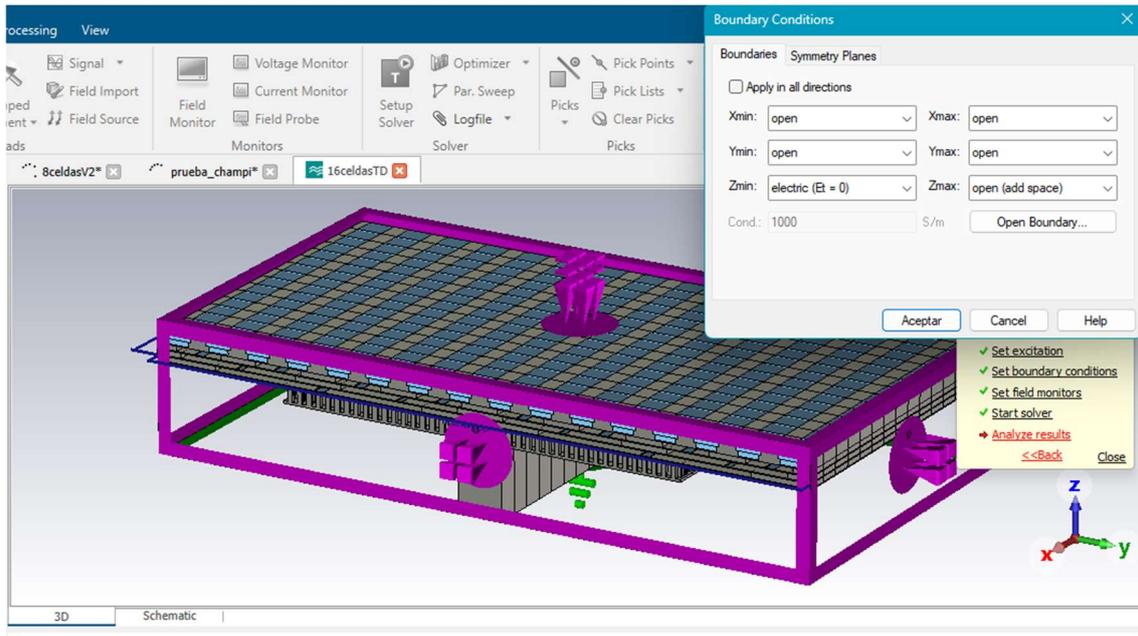


Figura 40. Condiciones de contorno de la simulación del diseño final de la antena.

En los bordes aparecen efectos no deseados fruto de las reflexiones sobre las paredes que cierran la antena. Las paredes añadidas en los laterales de la antena eran necesarias para dar una estabilidad y solidez al diseño, pero no eran necesarias para mantener el campo confinado, de hecho, todo lo contrario, perjudican más al diseño de lo que podrían aportar. Y este efecto se puede notar en los parámetros  $S_{ii}$  de la antena.

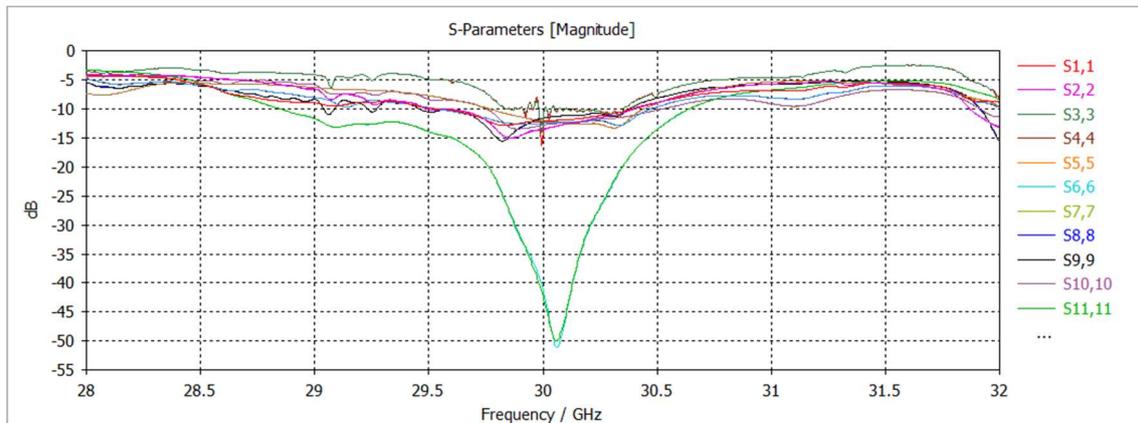


Figura 41. Simulación en CST parámetros  $S_{ii}$  del diseño final de la antena.

En la figura 41, se puede apreciar los coeficientes de autorreflexión de los diferentes puertos de la antena. Siendo el resultado este coeficiente muy diferente según la posición del puerto en la antena. Así se puede ver que los puertos 6 y 7 tienen los mejores resultados, el parámetro  $S_{66}$  y  $S_{77}$  tiene un mínimo de  $-50\text{dB}$ , y se encuentran en el centro de la antena. Mientras que por el contrario los puertos de los extremos, el puerto 1 y el puerto 16 son los peores adaptados. En la figura 42 se pueden ver los puertos de los extremos más en detalle. El resultado obtenido para ambos puertos es idéntico ya que la estructura es simétrica. Aunque llega a  $-10\text{dB}$  en la frecuencia de 30 GHz el resultado obtenido ya no es tan bueno, como lo era anteriormente.

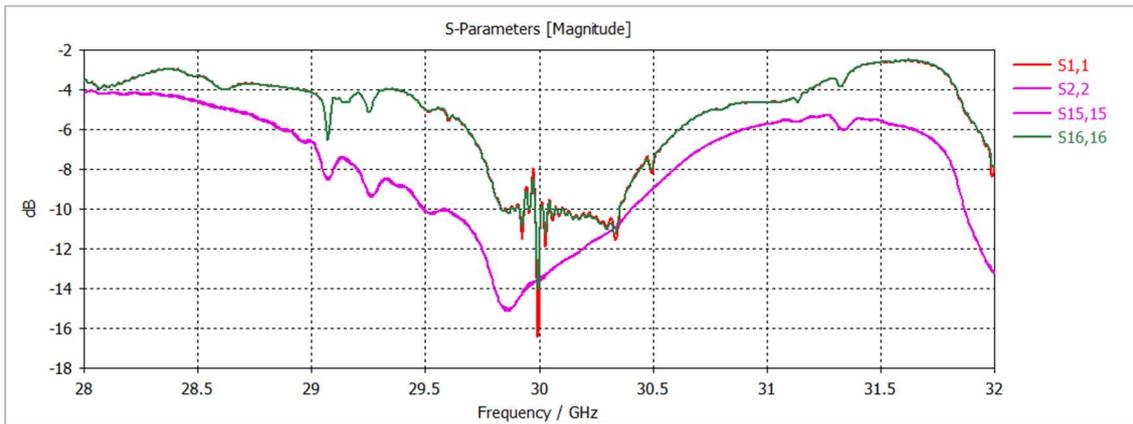


Figura 42. Simulación en CST parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{16,16}$ ,  $S_{22}$ , y  $S_{15,15}$  del diseño final de la antena.

Esta reflexión producida en los extremos de la antena tiene un efecto perjudicial, no solo sobre la señal de esos puertos, sino sobre toda la antena, ya que en la red de distribución no existen paredes ni elementos que aislen las señales de un puerto y otro. Por tanto, las reflexiones producidas en un extremo se pueden desplazar libremente a lo largo de toda la red de distribución y distorsionar así todas las señales antes de que alcancen las ranuras de la antena.

Para intentar minimizar la distorsión producida por los bordes que afectan en toda la antena, se puede utilizar un tapering. No todos los puertos tienen por qué emitir la misma potencia, si los puertos situados en los extremos emiten potencias menores que los situados en la parte central. La señal reflejada en los extremos será de menor potencia en comparación con la señal emitida por los puertos centrales y la distorsión menor. Para poner a prueba esta idea se han realizado diferentes pruebas con y sin tapering. Y se ha observado el diagrama de radiación resultante.

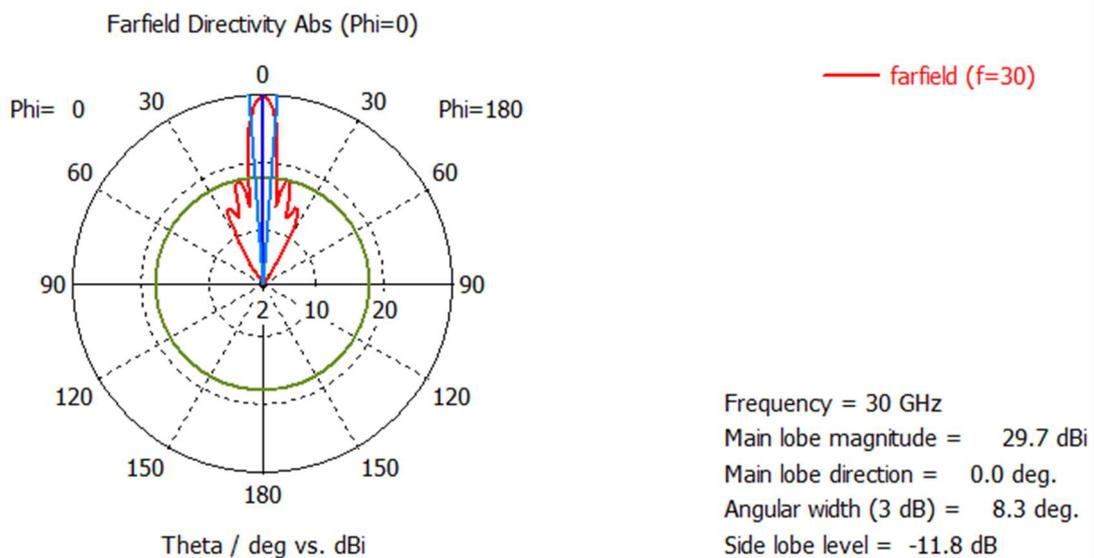


Figura 43. Diagrama de radiación polar sin desfase entre puerto y sin tapering.

En primer lugar, se ha probado la antena sin tapering y sin desfase entre puertos. En la figura 43, se obtiene un diagrama de radiación bastante directivo, con un lóbulo principal grande y estrecho en comparación con el obtenido en la figura 44. Aunque el diagrama de radiación sin tapering presenta unos lóbulos secundarios de radiación importantes.

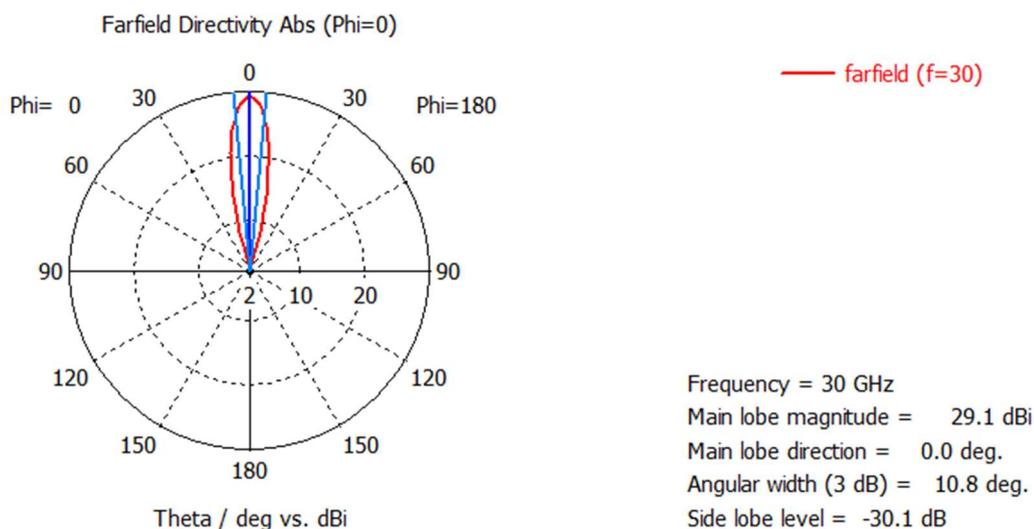


Figura 44. Diagrama de radiación polar sin desfase entre puerto y con tapering.

Puerto	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitud	0	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1

Tabla 1. Tapering aplicado a los puertos en la figura 44

En la figura 44, se prueba la misma antena, sin desfase, pero esta vez añadiendo un tapering. El tapering utilizado aparece en la tabla 1, para los puertos del 1 al 8, ya que el tapering es simétrico, el resto de los puertos tendrán la misma amplitud que el simétrico. Por ejemplo, el puerto 16 tendrá la amplitud que tenga el 1. El tapering beneficia principalmente a la desaparición de los lóbulos secundarios de radiación. Pero no parece mejorar sustancialmente en cuanto a la directividad. Esto es debido a que el lóbulo principal se ensancha en comparación.

Las siguientes pruebas que se han realizado, han sido añadiendo desfases a la alimentación de la antena, para así comprobar también la variación en el apuntamiento.

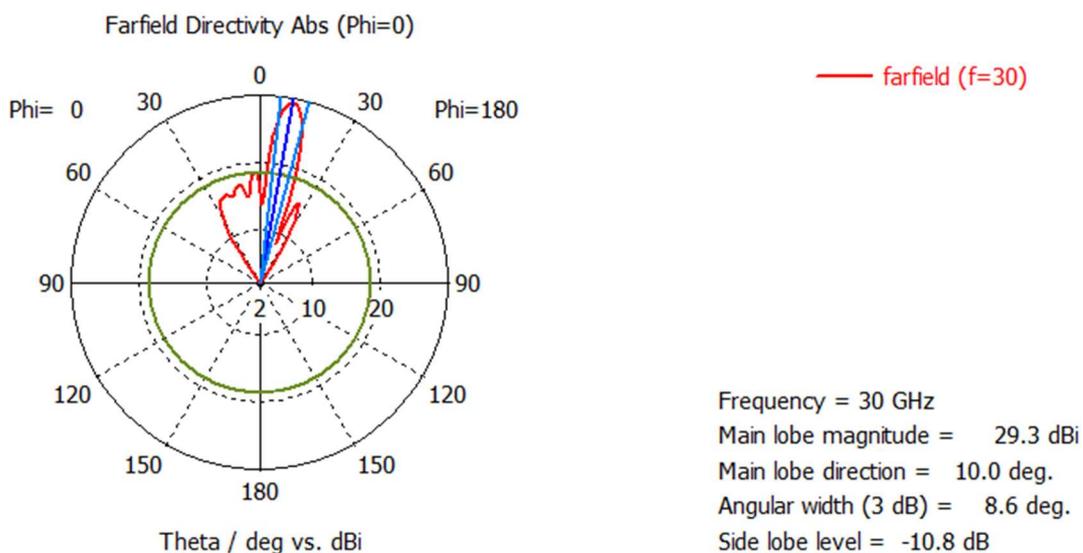


Figura 45. Diagrama de radiación polar con desfase de 30 grados entre puerto y sin tapering.

El primer desfase elegido para probar el funcionamiento de la antena con y sin tapering, ha sido 30 grados. Con este desfase entre los puertos de la alimentación la variación del apuntamiento máximo que se consigue es de 10 grados, para ambos casos. Tanto en la figura 45 sin tapering,

como en la figura 46 con tapering. Igual que en el caso sin desfase, el lóbulo principal es más estrecho, por tanto, más directivo sin el tapering. Pero a diferencia del caso sin desfase, ahora el lóbulo principal más grande es el de la antena que implementa el tapering.

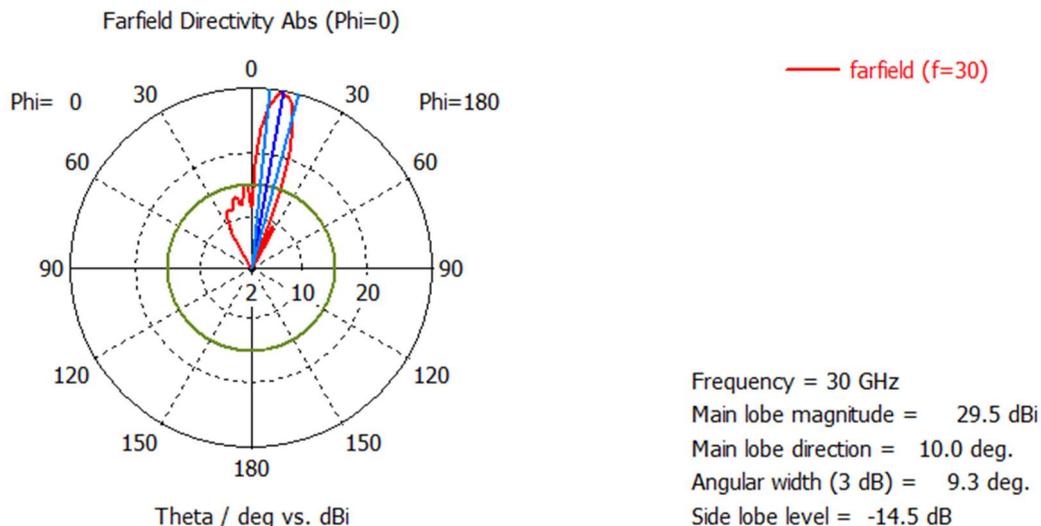


Figura 46. Diagrama de radiación polar con desfase de 30 grados entre puerto y con tapering.

Puerto	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitud	0,41	0,53	0,64	0,75	0,84	0,92	0,97	1

Tabla 2. Tapering aplicado a los puertos de la figura 46

Observando la figura 46 comparada con la figura 45, la principal ventaja por la que se implementa el tapering es que suaviza los lóbulos secundarios del diagrama. Esto ya se ha apreciado en la primera comparación sin desfase, y se vuelve a notar en el caso con desfase de 30 grados. Cuando ahora es más importante suavizar los lóbulos secundarios ya que fruto del desfase del diagrama los lóbulos secundarios son cada vez más grandes. Por tanto, es previsible que en la siguiente comparativa en la que se implementará un desfase de 60 grados, el modelo con tapering sea mejor.

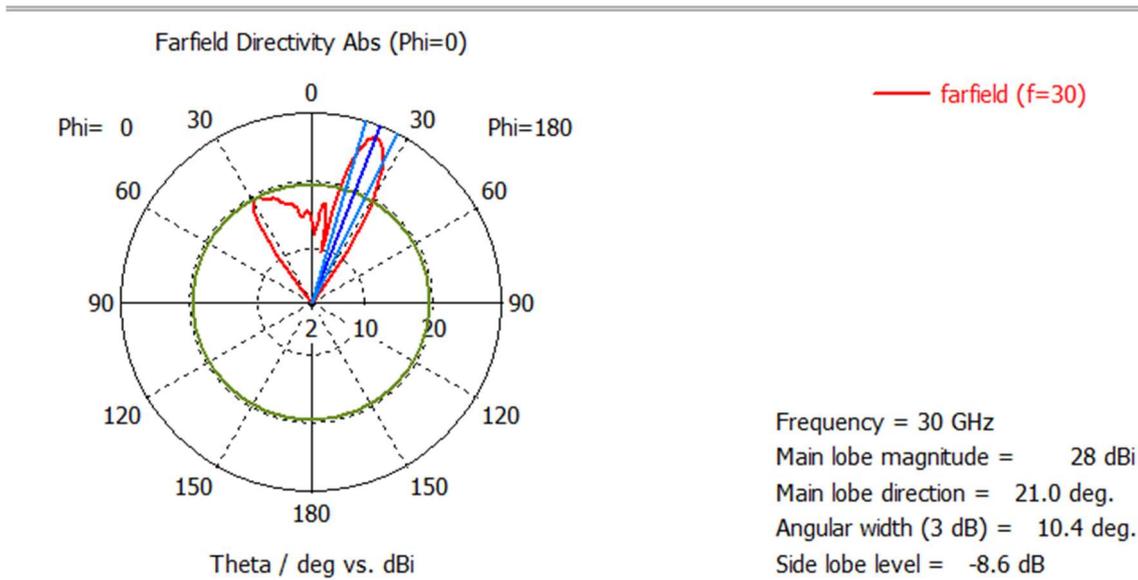


Figura 47. Diagrama de radiación polar con desfase de 60 grados entre puerto y sin tapering.

En la figura 47 se presenta el diagrama de radiación cuando los puertos de entrada de la antena tienen un desfase de 60 grados. Aquí aparece un gran lóbulo secundario que es solo 8.6dB más pequeño que el lóbulo principal. Y que perjudica gravemente a la calidad del diagrama de radiación, mucha radiación se escapará en la dirección incorrecta. En comparación con la figura 48, donde aparece el diagrama de radiación de la antena que, sí implementa tapering, aquí el lóbulo secundario es de 12,3 dB menor que el lóbulo principal. Es decir, el tapering sí que consigue reducir la importancia de este lóbulo para que permanezca al menos 10 dB por debajo del principal.

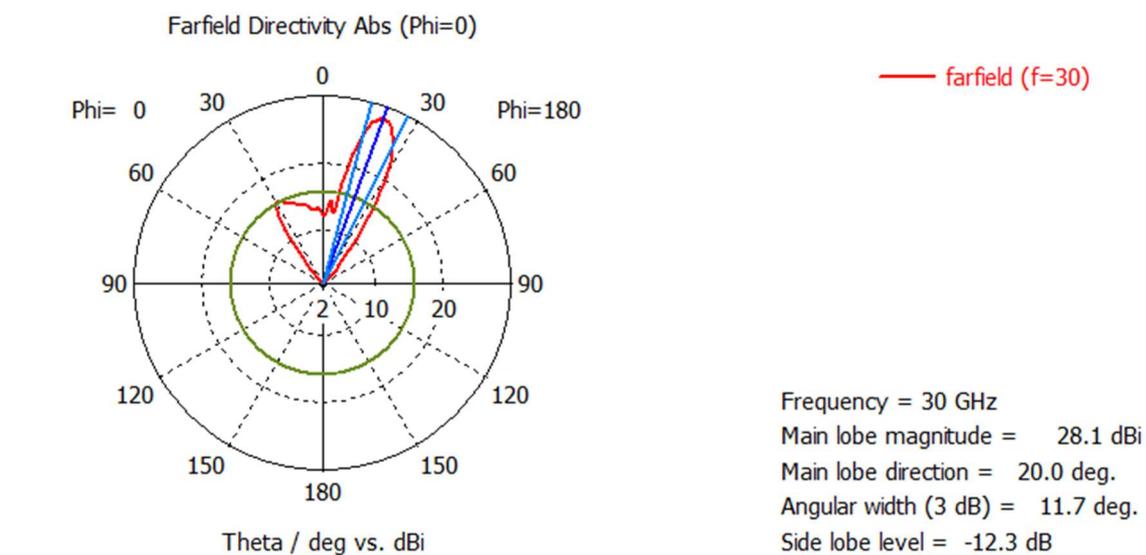


Figura 48. Diagrama de radiación polar con desfase de 60 grados entre puerto y con tapering.

Puerto	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitud	0,23	0,36	0,5	0,64	0,77	0,88	0,96	1

Tabla 3. Tapering aplicado a los puertos de la figura 48

Aunque hay que mencionar que no todo es mejor con el tapering, ya que la variación de apuntamiento que se consigue sin el tapering es mayor en este caso. Sin tapering cambia el apuntamiento hasta 21 grados, mientras que, al añadir el tapering, este solo cambia 20 grados. Se pierde rango de escaneo para la antena, al añadir el tapering. Ya que, al alimentar menos los puertos de los extremos, es como tener una antena más corta ya que los extremos de la ranura radiarán también menos potencia.

El efecto del tapering también se puede apreciar en el valor de los parámetros S obtenidos en las simulaciones. En la figura 49 se observan los parámetros S obtenidos de alimentar por todos los puertos por igual sin desfase y sin cambiar las potencias de la señal. Estos resultados de los parámetros S, no parecen ser tan malos, ya que se mantiene un nivel de al menos -5dB para casi todos los casos.

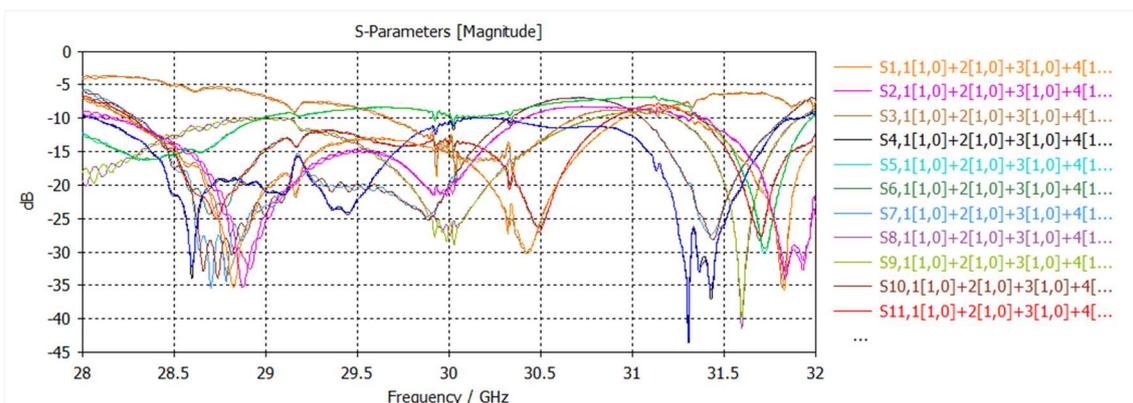


Figura 49. Parámetros S alimentando la antena sin desfase de manera uniforme

Sin embargo, al comparar estos resultados con los obtenidos en la figura 50. Figura en la que se representan los resultados de alimentar sin desfase, pero con tapering. Los puertos de los extremos directamente no se alimentan y de ahí se va aumentando la potencia que es máxima en los puertos centrales. El resultado obtenido en la figura 50, es bastante mejor comparativamente, donde se consigue un nivel aproximado de -10dB para la mayoría de los puertos en mucho ancho de banda.

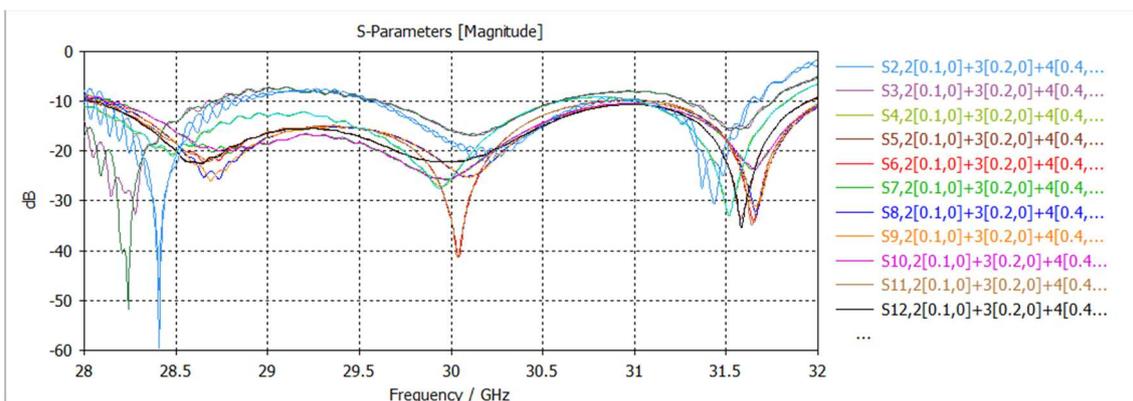


Figura 50. Parámetros S, antena alimentada sin desfase, pero con el tapering de la tabla 1.

Después de observar los diferentes resultados conseguidos con tapering y sin tapering para las diferentes alimentaciones posibles de la antena. Los resultados relacionados con el parámetro  $S_{11}$  son mejores con tapering. Y esto también se ve reflejado en la calidad de los diagramas de radiación. Aunque el tapering también tiene algún inconveniente en cuanto al diagrama de radiación ya que ensancha el lóbulo principal y el apuntamiento que se consigue es ligeramente menor.



La conclusión es que para la implementación práctica de la antena se hará uso de tapering, ya que este es necesario para conseguir unos lóbulos secundarios más pequeños, lo cual es muy importante en aplicaciones SATCOM.

## Capítulo 4. Conclusiones y líneas futuras

Al inicio de este proyecto se estableció el objetivo de diseñar una antena para aplicaciones por satélite on the move. Concretamente el objetivo era diseñar una antena de tipo VICTS que cumpliera los requisitos necesarios. Pero para ello se establecieron una serie de objetivos para el trabajo que permitieran alcanzar este objetivo.

El primer objetivo del trabajo era diseñar una antena de tipo VICTS, que se ha realizado a lo largo del capítulo 2 y 3. Y conseguir optimizar el diseño para minimizar las pérdidas de la antena y mejorar la eficiencia. Esto se ha conseguido finalmente a lo largo del capítulo 2, obteniendo como resultado un parámetro S11 menor a -10dB en la banda de frecuencia de trabajo de la antena. Aunque han surgido problemas en el diseño final debido a los bordes de la antena, que provocan reflexiones que afectan al correcto funcionamiento de la antena.

El segundo objetivo propuesto era conseguir que el apuntamiento conseguido por la antena pudiera variar en un rango de más menos 20 grados utilizando el desfasador propuesto. Pero al mismo tiempo mantener un diagrama de radiación razonable. Este objetivo se ha conseguido cumplir al finalizar el proyecto, ya que se ha podido simular la antena con un desfase de 60 grados entre los puertos de la alimentación, y así conseguir una variación del apuntamiento de justo 20 grados. Y al realizar esto, si la antena se usaba el tapering propuesto para la alimentación se podía mantener un nivel de lóbulo principal a secundario de más de 10 dB de diferencia, lo que sería suficiente para considerar a la antena directiva.

Por último, el tercer objetivo marcado era adaptar la antena al diseño del desfasador. Esto se ha conseguido también conociendo cuales eran las características del desfasador y diseñando la antena en consecuencia, cambiando ciertos aspectos del diseño de la antena para conseguir la correcta transmisión de las ondas a través de la estructura de la antena.

Como resultado de alcanzar los objetivos anteriores, se ha conseguido diseñar una antena que cumple las características necesarias para ser aplicada en comunicaciones por satélite. Se tiene una antena con gran ganancia y directividad, gracias al diagrama de radiación de tipo pincel conseguido. Una antena con elevada eficiencia gracias a las pocas pérdidas de la estructura. Y una antena con un perfil bajo, las dimensiones finales de la antena diseñada serán 72x136x23,7mm. Con una altura de 23,7 mm la antena es ideal para aplicaciones donde el perfil sea importante, como aviones o trenes.

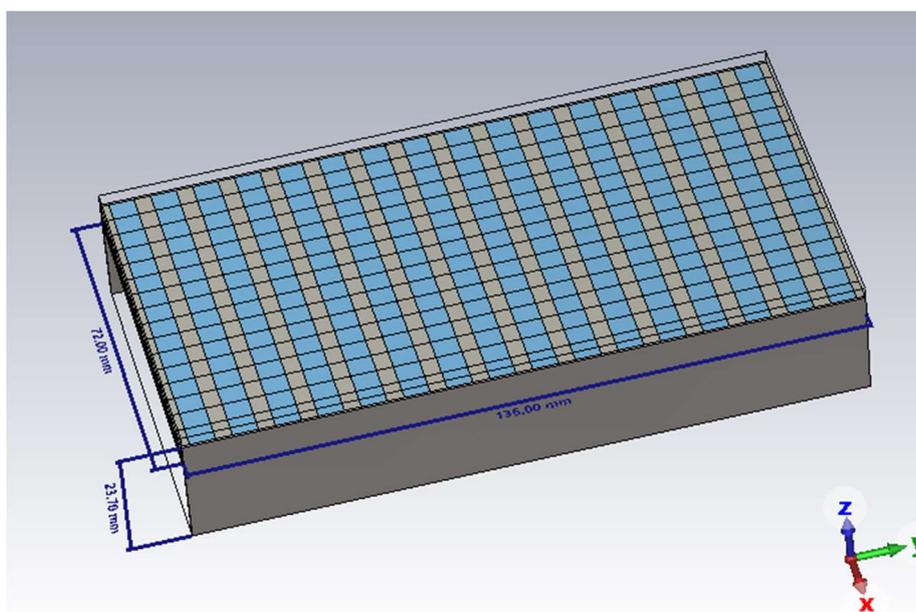


Figura 51. Dimensiones finales de la antena en CST

La antena diseñada trabajará en la banda de frecuencias Ka, con la frecuencia central establecida en 30 GHz. La polarización de la antena será lineal debido a la naturaleza de está siendo diseñada con ranuras rectangulares necesariamente estará polarizada linealmente.

A lo largo del proyecto también han surgido puntos de mejora, que requerirían una mayor investigación sobre la tecnología que se puede utilizar.

Una posible línea de investigación futura que podría mejorar la eficiencia de la antena cambiando la estructura. Sería utilizar la tecnología propuesta en [8]. Esto consistiría en sustituir el sustrato que se utiliza en las placas PCB, por un sustrato que contenga la estructura descrita en la figura 3 de [8]. Esta estructura tiene forma de champiñón o con una forma de champiñón doble, como es el caso que tiene una placa metálica cuadrada, arriba y otra abajo. Un ejemplo ha sido modelizado en CST y aparece en la figura 52.

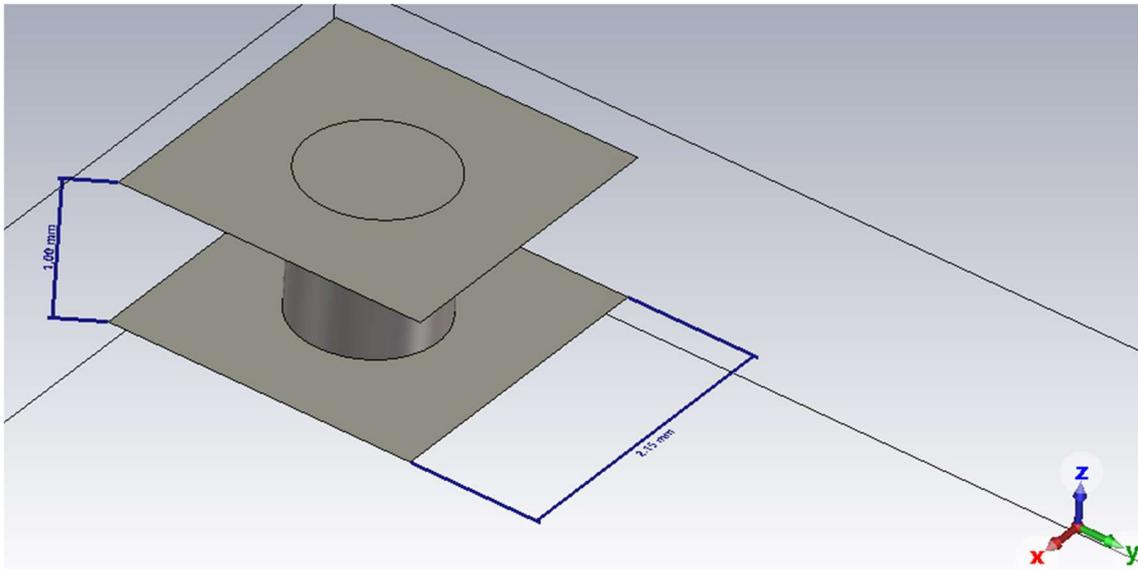


Figura 51. Ejemplo diseño champiñón que ira dentro del sustrato.

La ventaja que puede aportar el uso de este tipo de estructuras está relacionada con las pérdidas de campo eléctrico entre placas. Como se ha mencionado en el capítulo anterior, un problema que surge en la implementación práctica de la antena es la separación entre las diferentes placas PCB. Ya que no existe un método que consiga unir las placas, perfectamente. Siempre quedará un espacio de aire entre las placas. Y este pequeño espacio puede causar pérdidas sustanciales del campo, que afecten al rendimiento de la guía de onda utilizada. En la figura 53 (a) obtenida también de la fuente [8], está representado este caso, en el que entre el sustrato y las planchas de cobre que cierran la estructura, hay un espacio por el que escapa la onda.

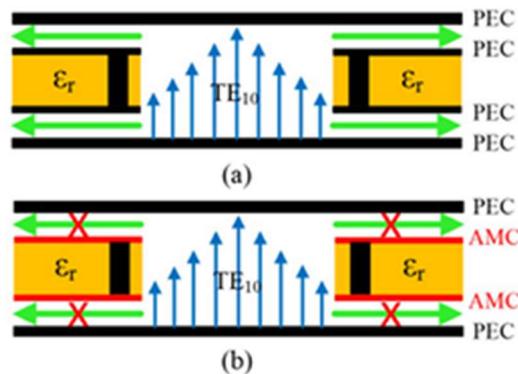


Figura 52. (a) Guía de onda convencional. (b) Guía de onda utilizando tecnología contactless

Mientras que en la figura 53 (b), se representa el caso que se quiere implementar, en el que se usan las estructuras con forma de champiñón, para evitar la transmisión y propagación de las ondas, por el espacio de aire formado entre el sustrato y la placa de cobre. Esto se consigue al utilizar un material que se comporte como AMC (artificial magnetic conductor). Puesto que, en el espacio entre el conductor magnético y el conductor eléctrico, que es la plancha de cobre, no puede transmitirse el campo si el hueco es menor a  $\lambda/4$ .

Esta estructura podría servir en la antena que se ha diseñado en este proyecto, ya que en la red de distribución se utilizan placas PCB para crear guías del tipo PPW. Y es en estas guías donde sucede el fenómeno comentado anteriormente del escape de señal entre placas. Para comprobar la viabilidad de implementar esta idea en el diseño de la antena, se va a realizar un modelo en CST de esta estructura con las dimensiones correspondientes.

En la figura 52, se puede apreciar la estructura metálica que irá dentro del sustrato. Esta consiste en dos placas cuadradas de 2,15mm por lado, unidas por un cilindro de altura 1mm. Que se comportaran como AMC.

En la figura 54, se ha añadido el sustrato de color azul transparente, que tiene la misma dimensión que el sustrato utilizado en la antena. Además de un hueco de aire en la parte superior, y otro en la parte inferior, que representarían esos huecos creados en el montaje de la antena, entre el sustrato y la placa superior.

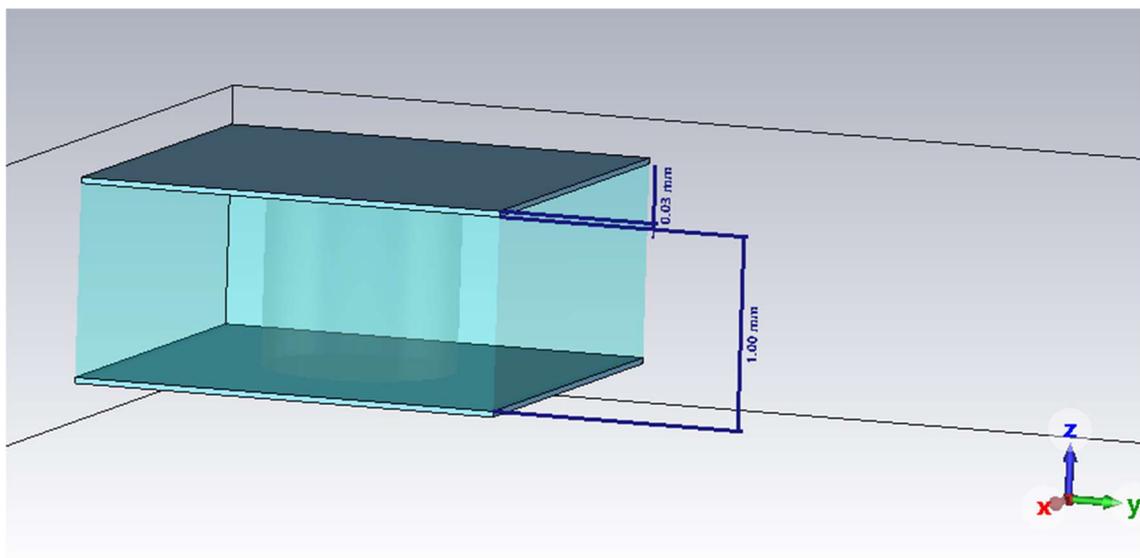


Figura 53. Modelo en CST estructura insertada en el sustrato.

Una vez obtenido el modelo de un ejemplo, se replica esta estructura para crear una guía de onda, y poner a prueba el funcionamiento, de esta tecnología para las dimensiones, y la frecuencia de la antena. Así se consigue el modelo de CST de la figura 55. Este modelo consiste en dos placas paralelas metálicas separadas 1mm igual que en las guías de la antena. Pero en este modelo los laterales de la guía en lugar de estar cerrados por un sustrato convencional, se utiliza la estructura de la figura 54, repetida a lo largo y ancho de la guía de onda.

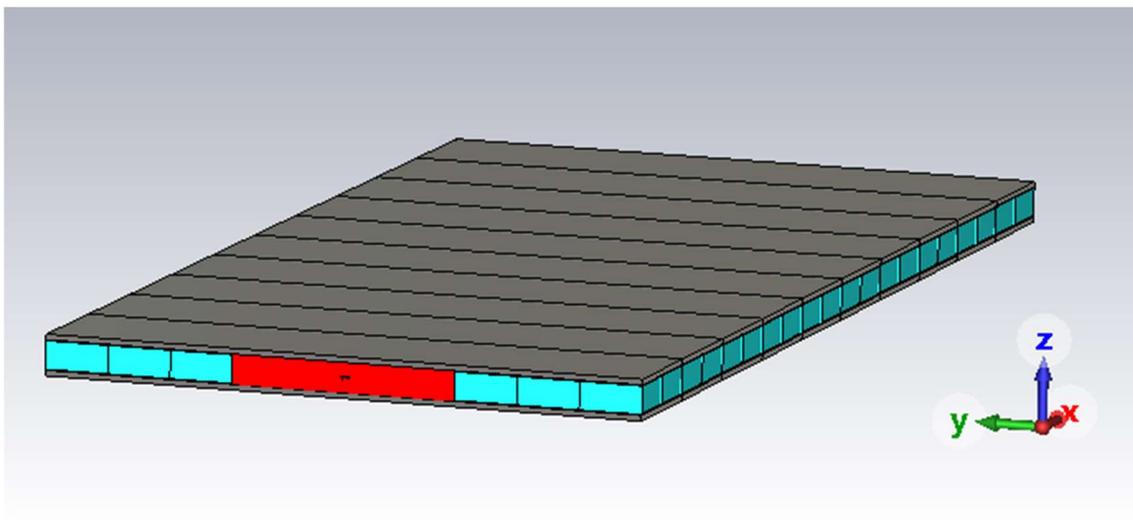


Figura 54. Modelo en CST guía de onda de placas paralelas con estructura en forma de champiñón en el sustrato.

En la figura 55, se ha situado un puerto en uno de los extremos de la guía. Se han establecido unas condiciones de contorno de espacio abierto en los ejes X e Y, para comprobar si escapa el campo eléctrico en estas direcciones. Se ha utilizado el frequency domain solver para simular el comportamiento del campo eléctrico, y el campo magnético a lo largo de la guía de onda.

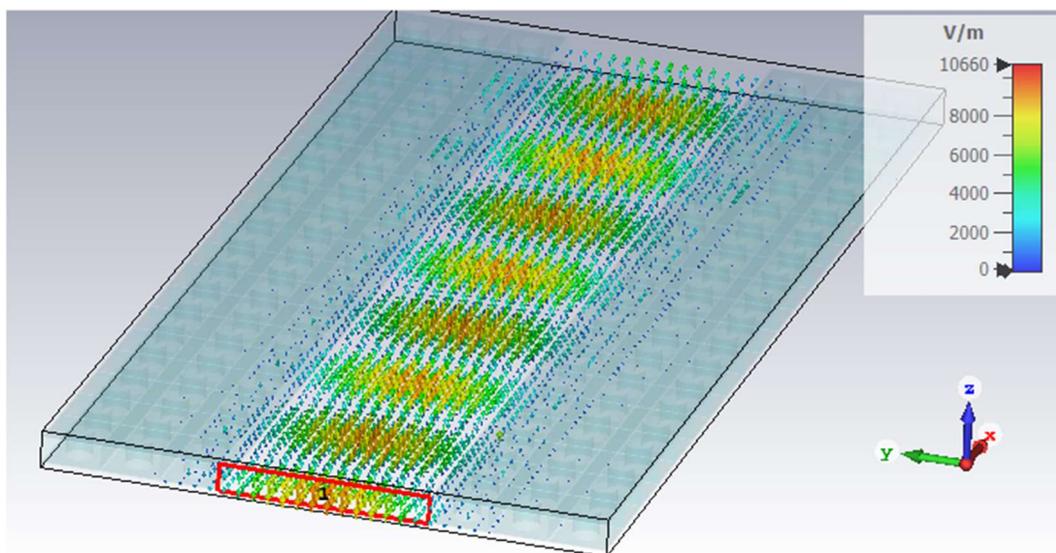


Figura 55. Simulación campo eléctrico en el modelo de guía de onda de la figura 55.

En la figura 56 se ha obtenido un resultado positivo de la simulación del campo eléctrico a la frecuencia de 30 GHz. El campo eléctrico en su mayoría queda confinado en el interior de la guía, en el espacio de aire entre los sustratos. Aunque sí que se observa que una pequeña parte del campo se propaga por el espacio de aire entre el sustrato y la placa metálica, no consigue propagarse mucho más allá lejos del centro de la guía.

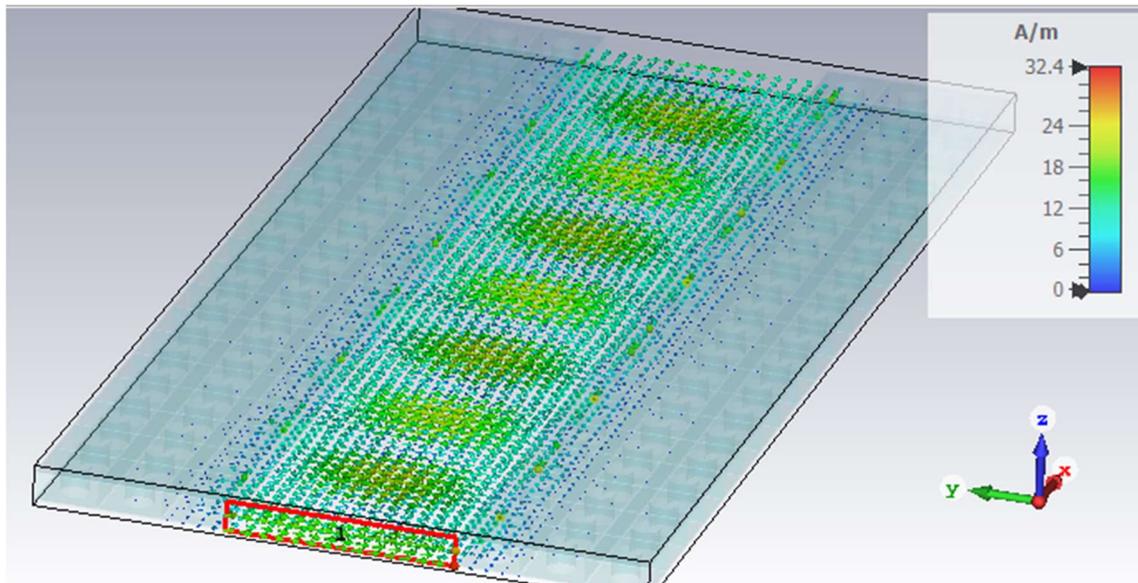


Figura 56. Simulación del campo magnético en el modelo de guía de onda de la figura 55.

En la figura 57, el resultado obtenido para la distribución del campo magnético a la misma frecuencia de 30 GHz es muy similar. Al igual que en el campo eléctrico la mayor parte del campo permanece en el espacio de aire central de la guía. También hay una pequeña parte de campo que se propaga por el espacio entre sustrato y las placas paralelas. Pero igual que con el campo eléctrico, la atenuación es muy grande en este espacio, y la propagación no consigue atravesar toda la estructura. Es decir, el campo eléctrico o magnético no consigue escapar a través de este espacio. Como mucho puede propagarse durante 2,15 mm alejándose del espacio de aire central, antes de atenuarse casi por completo.

Tras realizar estas pruebas de confinamiento de campo, se llega a un resultado satisfactorio, y se puede dar por válida la estructura de la figura 53 que se ha puesto a prueba. Por tanto, una posible línea de investigación futura para este proyecto. Sería implementar esta solución en el diseño de la antena expuesto en este trabajo. Para así mejorar la eficiencia y las prestaciones de la antena.

Trabajos posteriores podrían realizar un diseño similar de antena para aplicaciones SOTM, pero implementando la solución descrita en este capítulo en el diseño de la red de distribución de la antena, para construir las guías de onda, y las paredes de la antena. Obteniendo así soluciones más avanzadas para antenas SOTM.

## Capítulo 5. Bibliografía

- [1] Tampa Microwave, «Hardware Design Specification for Ka-band Flat Panel Antenna,» 2020.
- [2] Y. He, F. Yang, G. Han y Y. Li, «High-throughput SatCom-on-the-move antennas: technical overview and state-of-the-art,» *ScienceDirect*, 2023.
- [3] X. Lu, S. Gu, X. Wang, H. Liu y W. Lu, «Beam-Scanning Continuous Transverse Stub Antenna Fed by a Ridged Waveguide Slot Array,» *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*, vol. 16, 2017.
- [4] Y. F. Wu, Y. J. Cheng y R. S. Hao, «Shared-Aperture Variable Inclination Continuous Transverse Stub Antenna Working at K- Ka-Bands for Mobile Satellite Communication,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, 2020.
- [5] M. Del Mastro, A. Mahmoud, T. Potelon, R. Sauleau, G. Quagliaro, A. Grbic y M. Ettore, «Ultra-Low-Profile Continuous Transverse Stub Array for SatCom Applications,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 70, nº 6, 2022.
- [6] Satellite Evolution Group, «ThinKom launches hybrid IFC antenna system,» 2023.
- [7] D. Sánchez-Escuderos, J. I. Herranz-Herruzo, M. Ferrando-Rocher y A. Valero-Nogueira, «True-Time-Delay Mechanical Phase Shifter in Gap Waveguide Technology for Slotted Waveguide Arrays in Ka-Band,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 69, nº 5, 2021.
- [8] N. Bayat-Makou y A. A. Kishk, «Contactless Air-Filled Substrate Integrated Waveguide,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* , vol. 66, nº 6, 2018.
- [9] A. Valero-Nogueira, E. Alfonso, J. I. Herranz y P.-S. Kildal, «Experimental Demonstration of Local Quasi-TEM Gap Modes in Single-Hard-Wall Waveguides,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 19, nº 9, 2009.