



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de  
Telecomunicación

Evaluación de nuevas tecnologías de guiado tipo gap para  
el diseño de agrupaciones de antenas en la banda de  
milimétricas

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de  
Telecomunicación

AUTOR/A: González Sánchez, Román

Tutor/a: Herranz Herruzo, José Ignacio

Cotutor/a: Ferrando Rocher, Miguel

CURSO ACADÉMICO: 2022/2023



## Resumen

La banda de milimétricas está acaparando una gran atención debido al desarrollo e implantación de nuevos sistemas de comunicaciones de banda ancha. Esta banda de frecuencias requiere el uso de antenas altamente eficientes y directivas para compensar las altas pérdidas de propagación. En este ámbito, las agrupaciones en guía son uno de los candidatos más atractivos debido a sus bajas pérdidas y su carácter plano. En este aspecto, las guías tipo gap suponen un avance significativo en términos de facilidad de fabricación y ensamblaje. En este trabajo se aborda la evaluación de nuevas propuestas de guías tipo gap que sirvan para el diseño de grandes agrupaciones de antenas de alta eficiencia en la banda de milimétricas. Esta evaluación se realiza en términos de coste de fabricación, eficiencia, facilidad de alimentación y posibilidades de integración con una agrupación de antenas. Como resultado final se propone el diseño de una agrupación tipo  $2 \times 2$  a partir de una alternativa de bajo coste de las guías tipo gap.

## Resum

La banda de mil·limètriques està acaparant una gran atenció a causa del desenvolupament i implantació de nous sistemes de comunicacions de banda ampla. Aquesta banda de freqüències requereix l'ús d'antenes altament eficients i directives per a compensar les altes pèrdues de propagació. En aquest àmbit, les agrupacions en guia són un dels candidats més atractius a causa de les seues baixes pèrdues i el seu caràcter pla. En aquest aspecte, les guies tipus gap suposen un avanç significatiu en termes de facilitat de fabricació i assemblatge. En aquest treball s'aborda l'avaluació de noves propostes de guies tipus gap que servisquen per al disseny de grans agrupacions d'antenes d'alta eficiència en la banda de mil·limètriques. Aquesta avaluació es realitza en termes de cost de fabricació, eficiència, facilitat d'alimentació i possibilitats d'integració amb una agrupació d'antenes. Com a resultat final es proposa el disseny d'una agrupació tipus  $2 \times 2$  a partir d'una alternativa de baix cost de les guies tipus gap.

## Abstract

The millimetric band is attracting a lot of attention due to the development and implementation of new broadband communications systems. This frequency band requires the use of highly efficient and directional antennas to compensate the high propagation losses. In this area, guide groups are one of the most attractive candidates due to their low losses and flatness. In this aspect, gap-type guides represent a significant advance in terms of ease of manufacture and assembly. This paper deals with the evaluation of new proposals gap-type guides that serve for the design of large groups of high-efficiency antennas in the millimetric band. This evaluation is made in terms of manufacturing cost, efficiency, ease of feeding and possibilities of integration with an array of antennas. As a final result, the design of a  $2 \times 2$ -type grouping is proposed from a low-cost alternative to gap-type guides.

Durante esta etapa universitaria que ha supuesto un cambio en mi vida a nivel personal, no solo de manera física sino también de mentalidad, quisiera agradecer en primer lugar a mis padres por estar siempre brindándome su apoyo incondicional, a mis amigos y compañeros que han estado ahí en momentos difíciles y han conseguido motivarme, y por ultimo a mis tutores por confiar desde el primer momento en mi para realizar este trabajo, guiarme y enseñarme los conocimientos necesarios para seguir aprendiendo sobre las telecomunicaciones.



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Estado del arte . . . . .	1
1.2. HAPS . . . . .	3
1.3. Objetivos . . . . .	6
1.4. Metodología . . . . .	6
<b>2. Tecnología Gap Waveguide</b>	<b>7</b>
2.1. Introducción . . . . .	7
2.2. Funcionamiento físico . . . . .	8
2.3. Cama de pines . . . . .	9
2.4. Gap Waveguide . . . . .	10
2.4.1. Groove Gap Waveguide . . . . .	12
2.4.2. Ridge Gap Waveguide . . . . .	13
2.4.3. Microstrip Gap Waveguide . . . . .	14
<b>3. Estudio de prestaciones de las guías gap</b>	<b>15</b>
3.1. Guía GGW . . . . .	16
3.1.1. Estudio del acoplamiento . . . . .	18
3.1.2. Estudio de pérdidas . . . . .	21
3.2. Guía HM-GGW . . . . .	22
3.2.1. Estudio del acoplamiento . . . . .	24
3.2.2. Estudio de pérdidas . . . . .	27
3.3. Guía HGGW . . . . .	28
3.3.1. Estudio del acoplamiento . . . . .	29
3.3.2. Estudio de pérdidas . . . . .	32
3.4. Guía HM-GGW en sustrato . . . . .	33
3.4.1. Estudio del acoplamiento . . . . .	35
3.4.2. Estudio de pérdidas . . . . .	38
3.5. Guía GGW en sustrato . . . . .	40
3.6. Resumen y conclusiones . . . . .	41
<b>4. Diseño de agrupaciones en guía gap</b>	<b>44</b>
4.1. Diseño con pared magnética . . . . .	44
4.2. Diseño con champiñones . . . . .	46
<b>5. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>51</b>
<b>Bibliography</b>	<b>53</b>

# Índice de figuras

1.1. Reflector parabólico [4]. . . . .	2
1.2. Agrupación de ranuras [5]. . . . .	2
1.3. Array de parches microstrip [6]. . . . .	3
1.4. Agrupación de antenas con control de fase [7]. . . . .	3
1.5. Red de comunicación con HAPS [9]. . . . .	4
1.6. Zephyr S [11]. . . . .	5
1.7. Stratobus [12]. . . . .	5
2.1. Comportamientos de las superficies [63]. . . . .	7
2.2. Funcionamiento físico [29]. . . . .	8
2.3. Cama de pines. . . . .	9
2.4. Estructura del pin. Desde arriba (izquierda) y desde un lado (derecha) [64]. . . . .	9
2.5. Periodo de los pines [65]. . . . .	10
2.6. Guías más usadas en Gap Waveguide Technology [66]. . . . .	11
2.7. Campos de los modos fundamentales de las guías gap [29]. . . . .	11
2.8. Diferentes tipos de guía GGW dependiendo de la polarización [69]. . . . .	12
2.9. Campo en la guía GGW. . . . .	12
2.10. Diagrama de dispersión de una guía GGW [3]. . . . .	13
2.11. Estructura de una Ridge Gap Waveguide [70]. . . . .	13
2.12. Campo en la RGW. . . . .	14
2.13. Estructura de la Inverted Microstrip Gap Waveguide [71]. . . . .	14
2.14. Esquema del campo en la Inverted Microstrip Gap Waveguide [72]. . . . .	14
3.1. Agrupación $16 \times 16$ en guía tipo gap [35]. . . . .	15
3.2. Modelo GGW. . . . .	16
3.3. Medidas del modelo GGW. . . . .	17
3.4. Parámetros S de la GGW modificando la altura del puerto. . . . .	17
3.5. Modelo GGW con 3 pines de separación entre las guías. . . . .	18
3.6. Parámetros S de la GGW con 3 pines de separación. . . . .	18
3.7. Modelo GGW con 2 pines de separación entre las guías. . . . .	19
3.8. Parámetros S de la GGW con 2 pines de separación. . . . .	19
3.9. Modelo GGW con 1 pin de separación entre las guías. . . . .	20
3.10. Parámetros S de la GGW con 1 pin de separación. . . . .	20
3.11. Campos de la GGW a distintas distancias . . . . .	21
3.12. Pérdidas de la guía GGW. . . . .	21
3.13. Modelo HM-GGW. . . . .	22
3.14. Guía HM-GGW y campo. . . . .	22
3.15. Medidas del modelo HM-GGW. . . . .	23

3.16. Estructura de la guía HM-GGW con transición a WR-28. . . . .	23
3.17. HM-GGW con 3 pines de separación entre las guías. . . . .	24
3.18. Parámetros S de la HM-GGW con 3 pines de separación. . . . .	25
3.19. HM-GGW con 2 pines de separación entre las guías. . . . .	25
3.20. Parámetros S de la HM-GGW con 2 pines de separación. . . . .	26
3.21. HM-GGW con 1 pin de separación entre las guías. . . . .	26
3.22. Parámetros S de la HM-GGW con 1 pin de separación. . . . .	27
3.23. Campos de la HM-GGW a distintas distancias . . . . .	27
3.24. Pérdidas de la guía HM-GGW. . . . .	28
3.25. Modelo HGGW (Halved Groove Gap Waveguide). . . . .	28
3.26. Medidas del modelo HGGW . . . . .	29
3.27. Modelo HGGW con 3 pines de separación entre las guías. . . . .	30
3.28. Parámetros S de la HGGW a 3 pines de separación. . . . .	30
3.29. Modelo HGGW con 2 pines de separación entre las guías. . . . .	31
3.30. Parámetros S de la HGGW con 2 pines de separación. . . . .	31
3.31. Modelo HGGW con 1 pin de separación entre las guías. . . . .	32
3.32. Parámetros S de la HGGW con 1 pin de separación. . . . .	32
3.33. Campos de la HGGW a distintas distancias . . . . .	33
3.34. Pérdidas de la HGGW. . . . .	33
3.35. Modelo HM-GGW con sustrato. . . . .	34
3.36. Estructura de la guía HM-GGW en sustrato con transición. . . . .	34
3.37. Medidas del modelo HM-GGW con champiñones. . . . .	35
3.38. Modelo HM-GGW con 3 champiñones de separación entre guías. . . . .	36
3.39. Parámetros S de la guía HM-GGW con 3 champiñones de separación. . . . .	36
3.40. Modelo HM-GGW con 2 champiñones de separación entre guías. . . . .	37
3.41. Parámetros S de la guía HM-GGW con 2 champiñones de separación. . . . .	37
3.42. Modelo HM-GGW con 1 champiñón de separación entre guías. . . . .	38
3.43. Parámetros S de la guía HM-GGW con 1 champiñón de separación. . . . .	38
3.44. Campos de la HM-GGW con sustrato a distintas distancias. . . . .	39
3.45. Pérdidas de la HM-GGW con champiñones. . . . .	39
3.46. Modelo GGW con champiñones. . . . .	40
3.47. Pérdidas del modelo GGW con champiñones. . . . .	41
4.1. Antena $2 \times 2$ con pared magnética. . . . .	45
4.2. Parámetro $S_{11}$ optimizado y sin optimizar. . . . .	46
4.3. Campos y diagrama de radiación de la antena con pared magnética. . . . .	47
4.4. Antena completa con champiñones. . . . .	47
4.5. Transición coaxial y sus parámetros S. . . . .	48
4.6. Antena completa. . . . .	48
4.7. Parámetro $S_{11}$ de la antena. . . . .	49
4.9. Diagramas de radiación a distintas frecuencias. . . . .	49
4.8. Campos y diagrama de radiación en la antena final. . . . .	50

# Índice de Tablas

1.1. División de la frecuencia en bandas de milimétricas. . . . .	1
2.1. Tabla de los valores más óptimos de cada parámetro [64]. . . . .	10
3.1. Tabla con las dimensiones del modelo GGW. . . . .	17
3.2. Tabla con las dimensiones del modelo HM-GGW. . . . .	24
3.3. Tabla con las dimensiones del modelo HGGW. . . . .	29
3.4. Tabla con las dimensiones del modelo HM-GGW con sustrato. . . . .	35
3.5. Parámetro $S_{11}$ en dB a la frecuencia central. . . . .	41
3.6. Parámetro $S_{31}$ en dB a la frecuencia central. . . . .	42
3.7. Parámetro $S_{41}$ en dB a la frecuencia central. . . . .	42
3.8. Pérdidas en dB/cm a la frecuencia central. . . . .	42
4.1. Tabla con los parámetros de antena a distintas frecuencias. . . . .	50

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Estado del arte

En los últimos años, ha aparecido la necesidad de obtener mayor velocidad de transmisión y mayor ancho de banda en las redes inalámbricas, además de que la señal cumpla unos criterios de calidad, lo cual requiere diseñar antenas a frecuencias microondas, es decir, de 300 MHz hasta 300 GHz, donde la longitud de onda varía desde 1 m hasta 1 mm. En este trabajo, la banda de frecuencias de interés es de 29 GHz a 31 GHz, perteneciente a la banda Ka. Estas frecuencias están destinadas a las comunicaciones por satélite, permitiendo una transmisión de datos con mayor velocidad y usando antenas de menor tamaño con polarización circular. En este rango de frecuencias, perteneciente a la banda de milimétricas, necesita antenas de alta ganancia debido a las altas pérdidas por propagación. La potencia con la que se transmite también ha de ser más alta y los fenómenos meteorológicos pueden tener un mayor impacto [1].

Como se describe en [2], para las comunicaciones por satélite en la banda Ka (ver Tabla 1.1) se usa polarización circular. Esta elección permite prescindir de realizar el ajuste rotacional, no como en la banda Ku que usa polarización lineal.

Banda	Frecuencia (GHz)
<i>L</i>	1-2
<i>S</i>	2-4
<i>C</i>	4-8
<i>X</i>	8-12.4
<i>Ku</i>	12.4-18
<i>K</i>	18-26.5
<i>Ka</i>	26.5-40

**Tabla 1.1: División de la frecuencia en bandas de milimétricas.**

No solo se utiliza la banda Ka para aplicaciones satelitales, sino que también es utilizada en algunos tipos de radares y para controlar el tráfico, además de proporcionar cobertura en lugares donde el uso de fibra óptica sería ineficiente.

Para poder transmitir a este nivel de frecuencia es necesario tener antenas de alta eficiencia y ganancia. Estas antenas presentan algunos problemas como el coste de producción, o la dificultad de fabricarlas debido al pequeño tamaño. Incluso pequeños desvíos de fabricación pueden tener un impacto significativo en las prestaciones de la antena, limitando su posible aplicabilidad en entornos reales [3].

Algunos tipos de antenas que más se utilizan para las comunicaciones por satélites son las siguientes:

- **Reflectores parabólicos:** son muy utilizadas en las comunicaciones satelitales en banda Ka. Están formadas por una superficie parabólica y el alimentador situado en el foco, y proporciona alta ganancia y directividad por lo que tienen un largo alcance.



Figura 1.1: Reflector parabólico [4].

- **Antenas de ranura:** este tipo de antena es relativamente sencilla de fabricar ya que solo se necesita una superficie metálica sobre la que cortar las ranuras. Estas antenas son compactas, tienen carácter plano y son fáciles de transportar, por lo que las hace adecuadas para satélites y terminales de menor tamaño, y ofrecen una buena ganancia y ancho de banda.

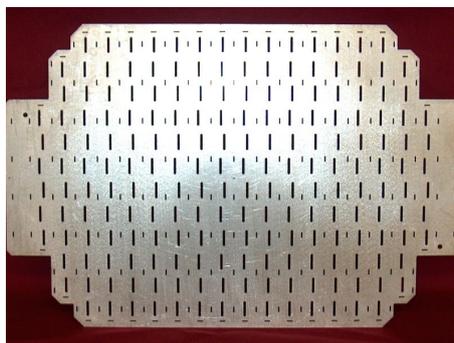


Figura 1.2: Agrupación de ranuras [5].

- **Antenas planares:** estas antenas están formadas por agrupaciones de parches microstrip junto a un circuito que distribuye la señal. Su fabricación es sencilla ya

que se basan en la tecnología de guía de onda microstrip donde se integra un parche metálico conductor sobre el mismo sustrato. Este parche actúa como elemento radiante, reduciendo el tamaño y el peso de la estructura.

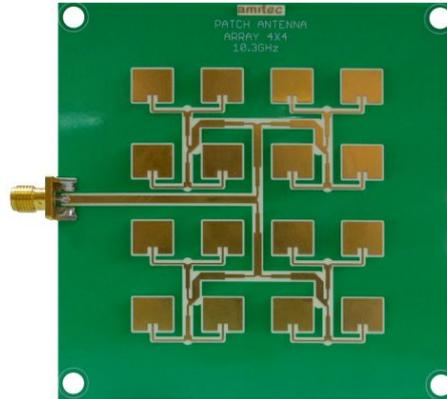


Figura 1.3: Array de parches microstrip [6].

- **Agrupaciones de antenas con control de fase:** estas antenas se basan en el control de la dirección del haz, donde los elementos de la agrupación van cambiando de fase y de amplitud para conseguir haces directivos y poder seguir a los satélites, permitiendo una comunicación flexible y con una mayor capacidad de transmisión de datos.

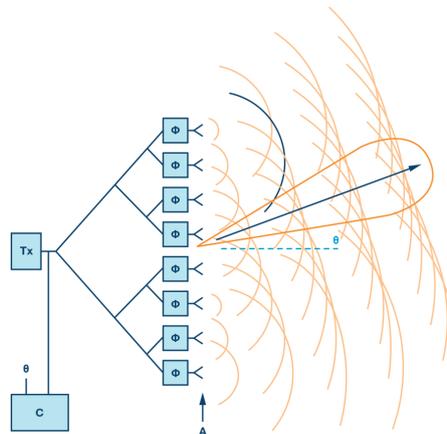


Figura 1.4: Agrupación de antenas con control de fase [7].

## 1.2. HAPS

Como ya se ha comentado anteriormente, el deseo de tener mayor tasa de transferencia en redes inalámbricas ha hecho que se hayan desarrollado algunas tecnologías novedosas, siendo una de ellas la aparición de los HAPS (High-Altitude Pseudo-Satellite) que son plataformas a gran altitud donde mezcla lo mejor de los satélites convencionales con lo de los drones, como por ejemplo los tiempos de vuelos son muy altos, pudiendo durar meses e

incluso años. Estas plataformas actúan a una altura de 20 km aproximadamente, situados en un punto fijo con respecto a la Tierra [8]. La ventaja principal de estas aeronaves es que, como están situados entre un dron y un satélite, la señal tendría menor retraso que con un satélite ya que éste actúa a una altura mayor. Otra ventaja es que con los HAPS, las imágenes que se obtendrían, al estar a unos 20 km de altura, serían de una resolución prácticamente igual que en el caso de haber sacado éstas con un dron.

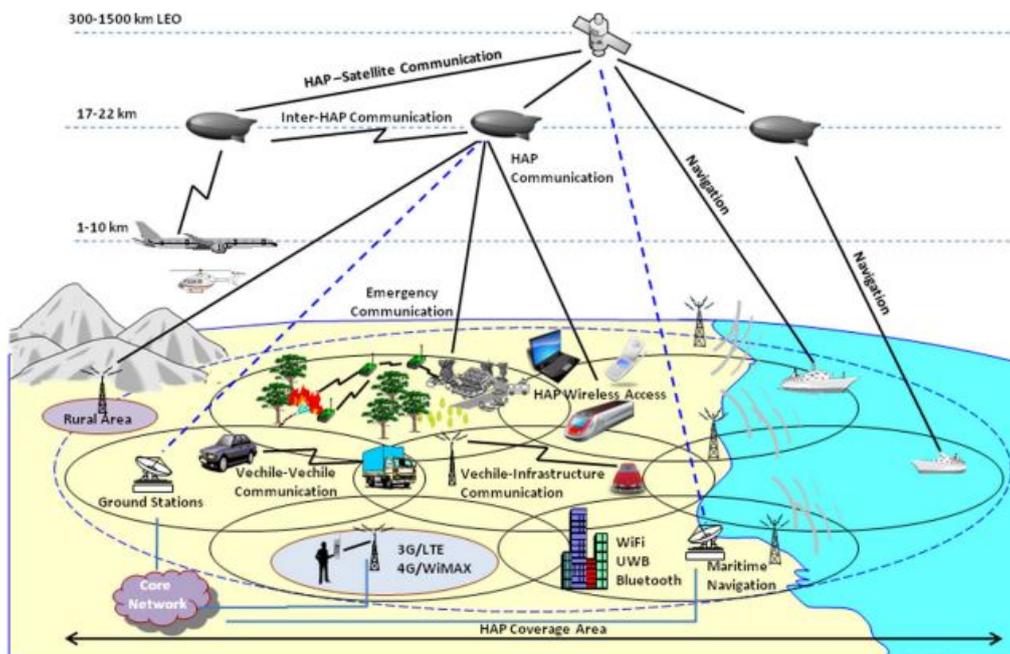


Figura 1.5: Red de comunicación con HAPS [9].

El uso que tendrían los HAPS serían, a parte de lo que ya se ha comentado previamente, una mejora en la observación de la Tierra, la reducción de la latencia, mejorar los sistemas de navegación para que la señal pueda llegar a zonas donde normalmente suelen haber problemas, e incluso se podrían utilizar después de desastres naturales [8].

En [10] se observa una comparación entre los HAPS y los sistemas de comunicación en órbitas LEO, y entre los HAPS y sistemas terrestres. Con respecto a los sistemas de comunicación en órbitas LEO, la señal transmitida por los HAPS puede llegar a tener un retraso de hasta 2 veces menor debido a que estos operan a una distancia mucho menor. Las celdas de cobertura también son mas pequeñas por dicho motivo. En cambio la velocidad y el ancho de banda también aumentan.

Con respecto a los sistemas terrestres, éstos están instalados a una altura máxima de unos 50 m, mientras que los HAPS están situados a unos 20 km, por lo que consiguen una huella significativamente mayor. También hay que tener en cuenta que las antenas de los HAPS tienen una ganancia mayor a la de las antenas terrestres, siendo de 30-35 dB y 10-17 dB respectivamente [10], operando a frecuencias en el margen 28-40 GHz.

Algunas compañías que han desarrollado una aeronave de este tipo son:

- **Airbus:** esta compañía fue de las pioneras a la hora de diseñar los HAPS con su

Airbus Zephyr lanzado en 2005. Actualmente está trabajando en el Zephyr S, de 25 m de envergadura y unos 75 kg de peso, con el propósito de aumentar la carga y el tiempo de vuelo mediante el uso exclusivo de paneles solares situados en su superficie, utilizados por los dos motores de las hélices. A parte de los paneles solares, también tiene unas baterías recargables que son utilizadas para los vuelos por la noche.



**Figura 1.6: Zephyr S [11].**

- **Thales Alenia Space:** esta compañía actualmente está en proceso de desarrollo del Stratobus, un dirigible (o zepelín) de 140 m de largo. En el año 2021 realizó una prueba para validar el sistema de recuperación de emergencia en pleno vuelo, saliendo este experimento exitoso. En un futuro se prevé que este dirigible pueda ser útil para la vigilancia de zonas fronterizas, protección de plataformas marítimas, uso militar, uso medioambiental y para las comunicaciones.



**Figura 1.7: Stratobus [12].**

Para el futuro desarrollo de los HAPS se tendrá que realizar un estudio de la alimentación, ya que actualmente se utilizan paneles fotovoltaicos y baterías, y de las antenas que se utilizarán (similares a las que se estudian en este trabajo) en estas plataformas para

---

conseguir buena directividad y reducir en la medida de lo posible cualquier tipo de pérdidas. Se espera que estas tecnologías evolucionen para que el uso de dichas plataformas sea eficiente, ya que como comenta la ITU-R, estos dispositivos colaborarían en conseguir el Objetivo de Desarrollo Sostenible (ODS) 9 (industria, innovación e infraestructura) entre otros ODS [13].

### 1.3. Objetivos

El objetivo de este trabajo consta de varias de partes: la primera es el estudio del comportamiento de distintas guías de onda basada en tecnología Gap Waveguide para más tarde pasar a la segunda parte y poder hacer uso de estas guías en la realización de una antena enfocada a comunicaciones por satélite que trabaje en banda Ka (concretamente entre 29 y 31 GHz), utilizando la tecnología Gap Waveguide y superficies EBG (Electromagnetic Band Gap). El estudio de las guías se basa en la observación de la adaptación y acoplamiento en los puertos, y las pérdidas que introducen los materiales utilizados en dichas guías.

### 1.4. Metodología

La metodología seguida en el trabajo está dividida en diferentes fases:

La **primera fase** se basa en la búsqueda de información y documentación para adquirir los conocimientos necesarios sobre la tecnología con la que se va a trabajar y aplicar dichos conocimientos en las fases siguientes.

La **segunda fase** consiste en el aprendizaje y uso del programa de simulación CST para diseñar las diferentes guías de onda y antenas, simular y observar los resultados de los parámetros S y las pérdidas que introducen los distintos materiales.

La **tercera fase** es el estudio de los distintos tipos de guías gap, y el estudio de las prestaciones de estas guías, junto al procesado de los resultados en MATLAB donde las gráficas obtenidas en CST se guardan en un archivo .txt, y con un programa de MATLAB se consigue obtener las gráficas de todos los resultados de manera mas ordenada y clara en archivos .pdf preparados para introducirlos en LaTeX y escribir este trabajo.

La **cuarta fase** está dedicada a las conclusiones a las que se ha llegado tras observar los resultados, y las líneas de trabajo que pueden aparecer en un futuro para seguir con la investigación de los distintos diseños que no se han podido estudiar con mayor profundidad debido a la escasez de tiempo.

## Capítulo 2

# Tecnología Gap Waveguide

### 2.1. Introducción

La tecnología Gap Waveguide (GW) es el resultado del trabajo colectivo de investigadores en el campo de los metamateriales y las metasuperficies. Algunas superficies artificiales son capaces de presentar algunos comportamientos y propiedades electromagnéticas que no existen en la naturaleza, por lo que se denominan metasuperficies [62], como un caso particular de los metamateriales. Previamente a las guías tipo gap, se emplearon las denominadas superficies *soft* y *hard* para proporcionar nuevas propiedades a las guías de onda y antenas. Las superficies *soft* tienen la cualidad de frenar las ondas propagadas a través de ellas, al contrario de las superficies *hard* que sí que dejan pasar las ondas.

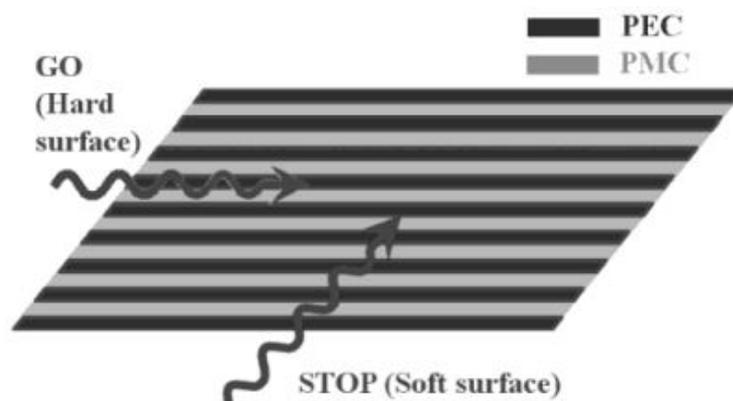


Figura 2.1: Comportamientos de las superficies [63].

Una forma de crear una superficie *soft* es mediante corrugaciones en la dirección de propagación de la onda. Cuando la profundidad de la corrugación es de  $\lambda/4$  se convierte en un circuito abierto cuya impedancia es infinito y esto provoca que la propagación de las ondas a través de la superficie frene.

Aplicando este mismo concepto se pueden sintetizar superficies artificiales AMC (Artificial Magnetic Conductor) o HIS (High Impedance Surface), los cuales se comportan de

forma ideal como un conductor magnético PMC (Perfect Magnetic Conductor), no existente en la naturaleza. Este tipo de superficies se puede explotar para crear nuevas formas de confinar el campo en guías de onda.

## 2.2. Funcionamiento físico

El funcionamiento de una guía tipo gap se basa principalmente en el uso de una superficie PEC (Perfect Electric Conductor) y otra PMC (Perfect Magnetic Conductor) que se colocan de forma paralela. Si la distancia de separación que hay entre ellas es menor a  $\lambda/4$ , no habrá ningún tipo de propagación entre las dos placas paralelas. Al contrario si en lugar de una configuración PEC-PMC, se emplea una PEC-PEC, sí que habría propagación ya que se comportaría como una guía de placas paralelas. Este hecho lleva a concebir un nuevo concepto de guía donde la placa superior es PEC y la inferior está formada por una tira de PEC rodeada de PMC. Esto supondrá que donde exista PMC y PEC no habrá propagación, mientras que en la zona donde solo haya PEC sí que habrá propagación (ver Figura 2.2).

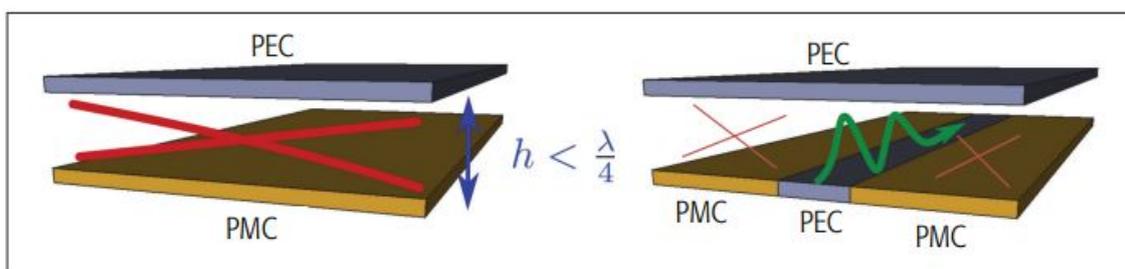


Figura 2.2: Funcionamiento físico [29].

Una superficie PEC es un simple material conductor, mientras que una PMC no existe como tal en la naturaleza, por lo que es necesario emularla en un determinado margen de frecuencias. Este tipo de estructuras se denominan EBG (Electromagnetic Band-Gap) que presenta una banda prohibida donde no hay propagación de las ondas en un rango de frecuencias debido a la alta impedancia que presentan. La estructura más utilizada para crear estas superficies es un conjunto periódico de pines de metal, también llamados cama de pines [3].

En este tipo de estructura, la altura de los pines tiene que ser aproximadamente  $\lambda/4$  para que se pueda formar una superficie con impedancia infinita. El periodo de los pines debería ser pequeño, menor que  $\lambda/2$ . El rango de frecuencias de funcionamiento viene determinada por la altura de los pines, la cual dicta la frecuencia inferior de la banda. La frecuencia superior depende de la distancia de separación que haya entre las dos placas paralelas siendo esta distancia de  $h_a + h_p$  donde  $h_a$  es el gap de aire entre la parte de arriba del pin y la placa superior, y  $h_p$  es la altura del pin (ver Figura 2.4).

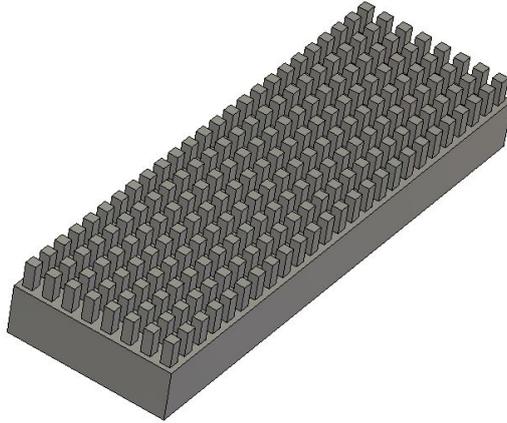


Figura 2.3: Cama de pines.

### 2.3. Cama de pines

La estructura de la cama de pines óptima está descrita en [64]. Como se ha comentado, cuando una estructura periódica cuyo comportamiento es similar al de una AMC, como la cama de pines, se coloca en frente de una superficie metálica a una distancia inferior a  $\lambda/4$ , no hay propagación de las ondas en una banda de frecuencias llamada banda prohibida (*stopband*). Esta banda depende de distintos parámetros: la altura del pin, el periodo del pin, la anchura del pin, y la distancia que hay entre la parte de arriba del pin y la superficie metálica (gap de aire).

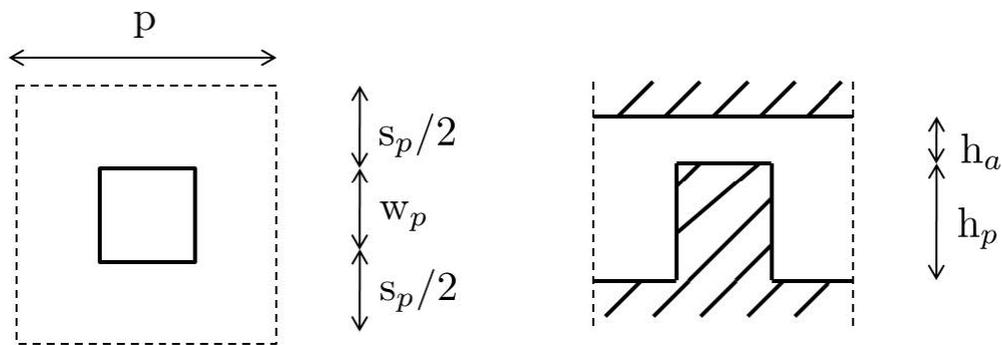


Figura 2.4: Estructura del pin. Desde arriba (izquierda) y desde un lado (derecha) [64].

- **La altura del pin ( $h_p$ ):** es un parámetro crítico cuya medida óptima es de aproximadamente  $\lambda/4$ . Si elegimos una altura menor, la frecuencia inferior de funcionamiento aumentará. No obstante, teniendo en cuenta que el *bandgap* es bastante amplio, existirá un margen de alturas de pin válidos para cualquier diseño. También es necesario tener en cuenta el coste de fabricación y robustez de la cama de pines. En general, la altura óptima está comprendida entre  $0,2\lambda$  y  $0,3\lambda$ .
- **La anchura del pin ( $w_p$ ):** el pin tiene normalmente una forma cuadrada, y la relación altura-anchura típica es de 2:1. Observando los resultados de [64] podemos

ver que la anchura más óptima es aproximadamente de  $\lambda/10$  ya que a parte de ser una de las que mayor ancho de banda proporciona, también es de las más sencillas a la hora de su fabricación. En dicho estudio se puede ver que para una altura de 2 mm, la anchura variará entre 0.75 mm y 1.25 mm y el ratio altura-anchura será entre 1.6 y 2.6.

- **El periodo de los pines ( $p$ ):** en el caso del periodo, cuanto menor sea este, mayor será la densidad de pines que haya en la cama, y por lo tanto, mayor dificultad a la hora de su fabricación. Algunas veces tener una densidad alta de pines es beneficioso ya que cuanto mayor es la cantidad de estos, mayor es el aislamiento entre guías de onda. Un periodo típico de aproximadamente  $\lambda/5$  permite alcanzar grandes anchos de banda con una cantidad no excesiva de pines.

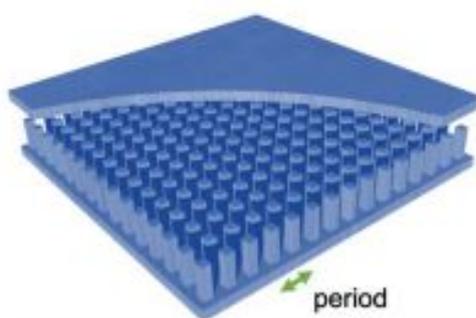


Figura 2.5: Periodo de los pines [65].

- **El gap de aire ( $h_a$ ):** típicamente se usa una distancia de  $\lambda/20$  aproximadamente, aunque es bastante variable en función del caso particular. En algunos casos se pueden ver diseños donde no hay gap de aire.

Parámetro	Valor
$h_p$	$0,2\lambda - 0,3\lambda$
$p$	$0,1\lambda$ ( $\uparrow$ densidad) - $0,4\lambda$ ( $\downarrow$ densidad)
$p/w_p$	2-3
$h_a$	$< 0,25\lambda$

Tabla 2.1: Tabla de los valores más óptimos de cada parámetro [64].

## 2.4. Gap Waveguide

En la tecnología Gap Waveguide, la cama de pines establece el *bandgap* de la estructura y por tanto el margen de frecuencias donde no existe propagación. A partir de ahí, se modifica la cama de pines para conseguir guiar la onda en la dirección deseada. Para ello, se elimina una serie de pines creando canales en la cama de pines donde sí es posible la propagación de ondas (zonas PEC-PEC). Los tipos de guías de ondas más utilizadas en este tipo de tecnología son la GGW (*Groove Gap Waveguide*), la RGW (*Ridge Gap*

Waveguide) y la MGW (*Microstrip Gap Waveguide*). En la Fig. 2.6a se puede ver la guía GGW, en la Fig. 2.6b se puede ver un ejemplo de la guía RGW, y por último, en la Fig. 2.6c se puede ver una guía de tipo MGW.

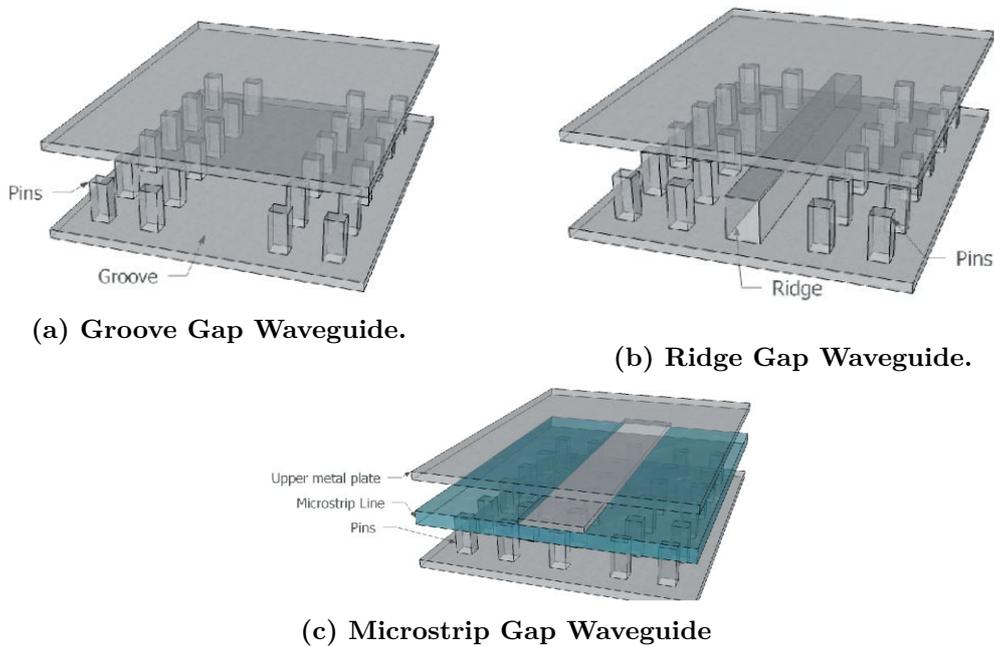


Figura 2.6: Guías más usadas en Gap Waveguide Technology [66].

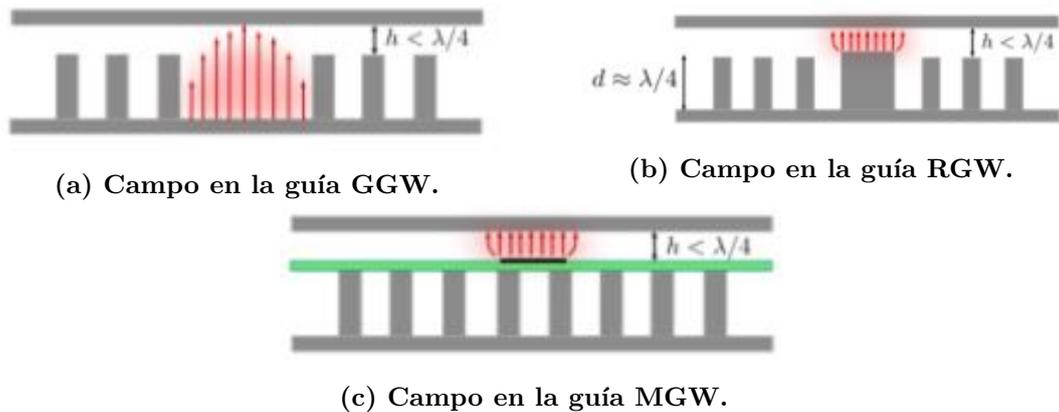


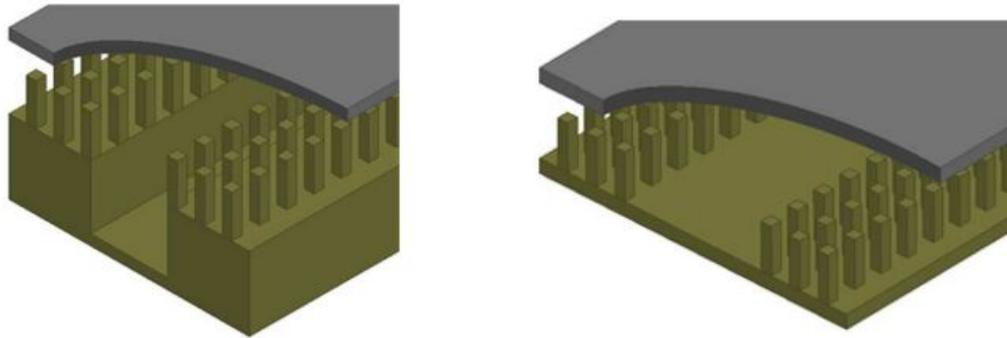
Figura 2.7: Campos de los modos fundamentales de las guías gap [29].

Este tipo de guías son las más utilizadas debido a sus bajas pérdidas ya que la onda se propaga por el aire. Este tipo de tecnología es denominada *contactless* ya que no es necesario que la cama de pines toque la placa metálica superior. Este hecho facilita enormemente la fabricación de dispositivos y antenas ya que se pueden mecanizar las dos piezas por separado y unir las mediante unos simples tornillos. La no necesidad de contacto eléctrico es muy ventajosa en dispositivos de alta frecuencia [67], siendo un factor decisivo para el desarrollo de esta tecnología.

### 2.4.1. Groove Gap Waveguide

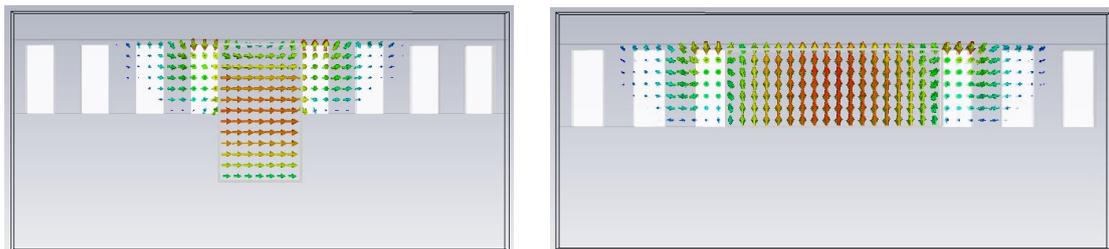
La guía Groove Gap Waveguide (GGW) tiene unas propiedades y características a nivel de condiciones de propagación, y de la distribución del campo eléctrico muy similares a las del modo  $TE_{10}$  de una guía rectangular convencional. De hecho, hay estudios que se han realizado donde se puede ver que la guía GGW tiene el mismo comportamiento y coincide con el de una guía rectangular de idénticas dimensiones [68]. Como se ha comentado anteriormente, la guía GGW presenta ventajas sobre la guía rectangular normal a la hora de su fabricación.

Este tipo de guías tiene dos implementaciones: polarización horizontal y polarización vertical (Fig. 2.10). Ambas tienen comportamientos similares a las guías rectangulares, propagando en modo quasi-TE. En el caso del plano E (polarización horizontal) son diseños más compactos, pero en las salidas de los divisores de potencia se produce un giro de fase de  $180^\circ$ . En las guías en plano H (polarización vertical) no hay cambios de fase pero únicamente se pueden emplear en diseños donde el espacio disponible no sea un factor limitante.



(a) Plano E (polarización horizontal). (b) Plano H (polarización vertical).

Figura 2.8: Diferentes tipos de guía GGW dependiendo de la polarización [69].



(a) Polarización horizontal. (b) Polarización vertical.

Figura 2.9: Campo en la guía GGW.

En [3] se llevó a cabo un estudio de ambos tipos de guía donde se puede ver el comportamiento de ambos. En la Fig. 2.9 se puede apreciar la excitación del modo fundamental, similar al de una guía rectangular, en ambos tipos de guía. Por otro lado, la Fig. 2.10 muestra el diagrama de dispersión de ambos tipos de guía, donde se puede observar que dentro del *bandgap* de la cama de pines (de 14 a 32 GHz), únicamente se propaga el modo

fundamental con una constante de propagación similar al de una guía rectangular.

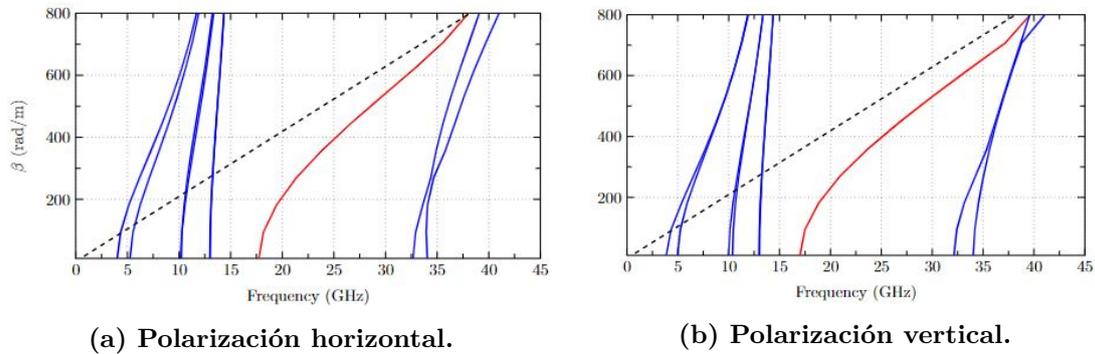


Figura 2.10: Diagrama de dispersión de una guía GGW [3].

### 2.4.2. Ridge Gap Waveguide

Esta guía de onda está realizada entre dos placas de metal paralelas, donde una de ellas está compuesta por pines, para crear una condición de alta impedancia. A través de la cama de pines se crea una tira metálica o *ridge* para que las ondas sigan dicho camino. De este modo, la onda se propaga a través del hueco de aire formado entre la *ridge* y la placa de metal paralela que se encuentra en la parte de arriba como se ve en la Fig. 2.11 [67]. Las dimensiones de la *ridge*, que suelen ser ligeramente mayores que la de los propios pines, determinan la constante de propagación del modo fundamental [3]. Cuando la *ridge* es alta, el campo tiende a parecerse a un modo TEM, quedando concentrado en el hueco entre ambos conductores. En general, el modo fundamental de este guía es un quasi-TEM.

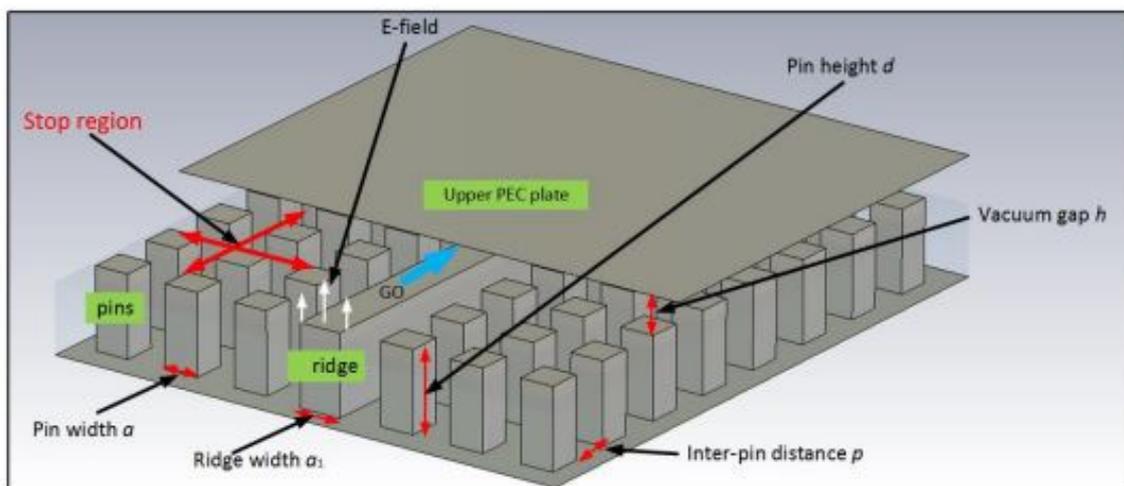


Figura 2.11: Estructura de una Ridge Gap Waveguide [70].

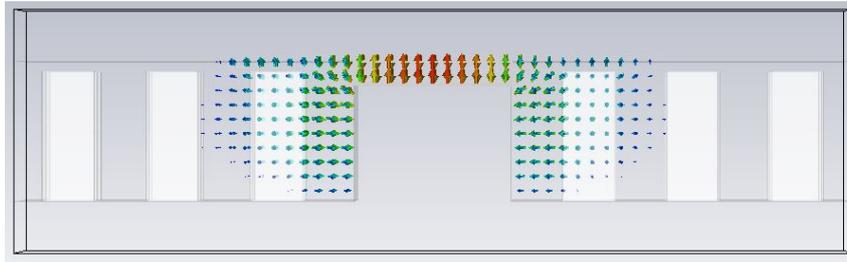


Figura 2.12: Campo en la RGW.

### 2.4.3. Microstrip Gap Waveguide

La Microstrip Gap Waveguide (MGW) es un tipo de guía gap que consta de un fino sustrato apoyado sobre una estructura periódica de alta impedancia, separado una determinada distancia de una placa metálica superior. Dentro del *bandgap* de la superficie AMC, las ondas se propagan por el aire entre la tira metálica y el plano metálico superior, evitando la propagación por el dieléctrico. De esta forma, se reducen las pérdidas del modo fundamental, que en este caso también es un quasi-TEM [1]. De este tipo de guías de onda, la más común es la *Inverted Microstrip Gap Waveguide*, mostrada en la Fig. 2.13 y 2.14.

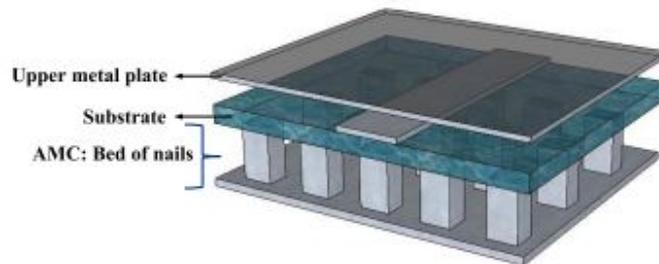


Figura 2.13: Estructura de la Inverted Microstrip Gap Waveguide [71].

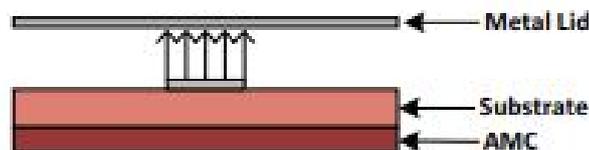
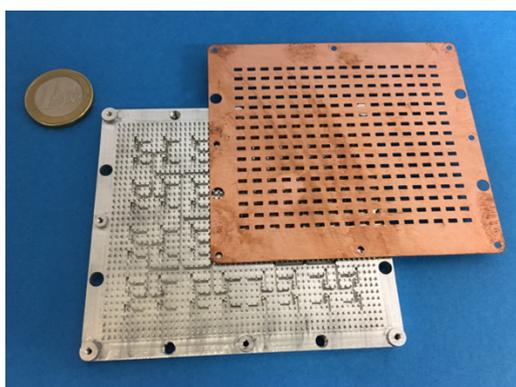


Figura 2.14: Esquema del campo en la Inverted Microstrip Gap Waveguide [72].

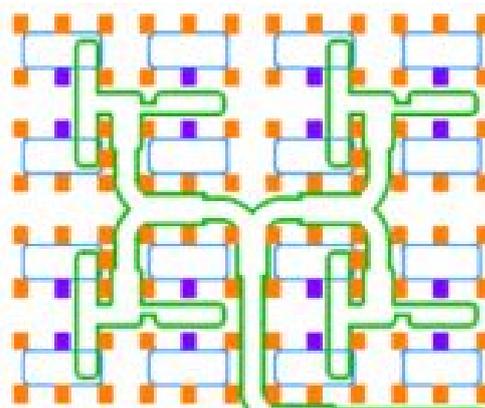
## Capítulo 3

# Estudio de prestaciones de las guías gap

En este capítulo se incluye el estudio del comportamiento de las guías de onda tipo gap más relevantes para el diseño de agrupaciones de ranuras. Este tipo de antenas necesitan guías compactas, por lo que el estudio se centra en las variantes con polarización horizontal. Además, la alimentación de estas antenas requiere redes bastante intrincadas (ver Fig. 3.1), por lo que se va a realizar un estudio del aislamiento y/o acoplamiento entre guías. También se estudiarán las pérdidas introducidas por los diferentes materiales que componen la guía, siendo éste un aspecto fundamental para el desarrollo de antenas eficientes. Se contemplan diferentes realizaciones de guías con polarización horizontal, incluyendo la configuración convencional, la guía de medio modo y alternativas de bajo coste con sustratos dieléctricos.



(a) Red de distribución en antena  
16 × 16 con tecnología Gap Waveguide.

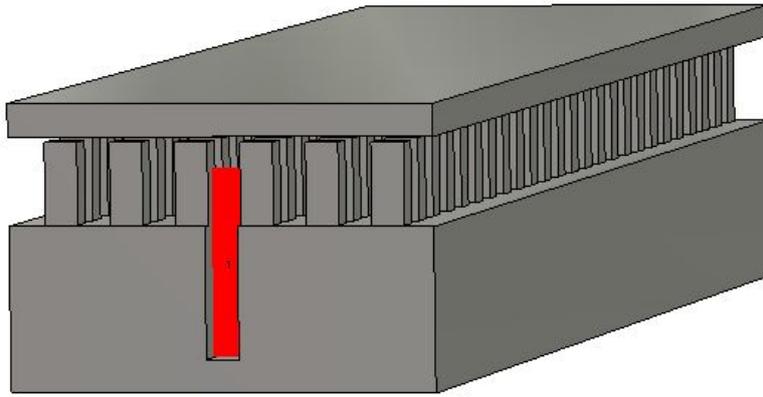


(b) Detalles de la red

**Figura 3.1:** Agrupación 16 × 16 en guía tipo gap [35].

### 3.1. Guía GGW

Como para el resto de guías tratadas en este capítulo se va a realizar un estudio del acoplamiento y de pérdidas para la guía GGW de polarización horizontal. En el primer caso será necesario un modelo de cuatro puertos, mientras que para el estudio de las pérdidas se usará un modelo de dos puertos convencional. Antes de evaluar el acoplamiento y las pérdidas, se mostrarán las dimensiones del modelo analizado.



**Figura 3.2: Modelo GGW.**

Se han tomado unas dimensiones típicas de las diferentes partes de la guía. Obviamente, se debe tener en cuenta que los resultados obtenidos serían ligeramente diferentes para otras dimensiones. No obstante, las conclusiones obtenidas serán válidas ya que se pretende realizar un estudio comparativo entre diferentes configuraciones de guía con dimensiones equivalentes.

La guía GGW bajo estudio está formada por cuatro partes clave (ver Fig. 3.2): la tapa, la base, los pines y la guía en sí (canal). La base y la tapa tienen las mismas dimensiones en cuanto a anchura y longitud, siendo estas de 16 mm y 50 mm respectivamente. La altura de la base es de 5 mm mientras que la altura de la tapa es de 1 mm. Los pines están situados sobre la base y debajo de la tapa, habiendo entre los pines y la tapa un gap de aire de 0.2 mm. Éstos tienen una altura de 2.5 mm, una anchura de 1 mm y un periodo de 2 mm. Por último, la altura de la guía es de 7 mm, su anchura de 1 mm y la longitud es igual que la base, de 50 mm. Estas dimensiones se muestran en la Fig. 3.3.

Algunos parámetros de la Tabla 3.1 no aparecen en la Fig. 3.3, y esto se debe a que algunos de estos parámetros coinciden y son los mismos, como serían el caso de  $W_{base}$  y  $W_{tapa}$ ;  $L_{base}$ ,  $L_{tapa}$  y  $L_{guía}$ .

Como se ve en la Fig. 3.2, el puerto no llega a tocar la tapa de la estructura. Esto se debe a que existe una ligera desadaptación entre la guía rectangular ideal que representa el puerto y la guía GGW. Se ha demostrado que se produce una mejor adaptación si la guía rectangular relativa al puerto de entrada tiene una altura menor.

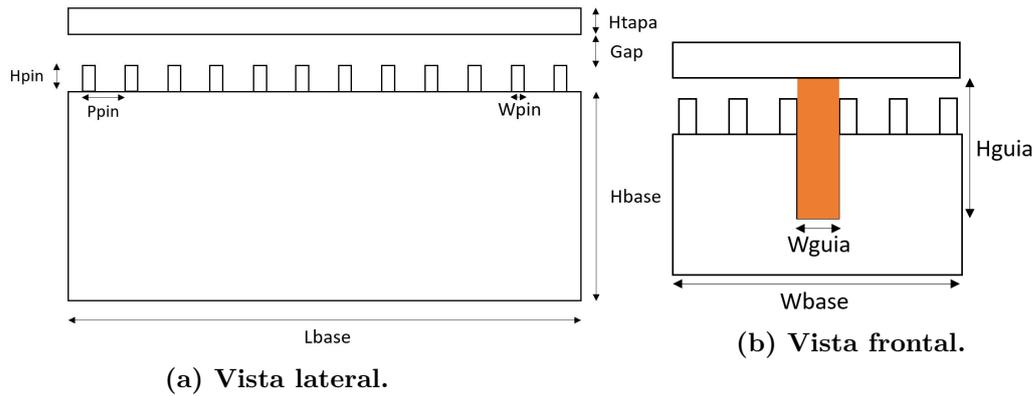


Figura 3.3: Medidas del modelo GGW.

Parámetro	Valor (mm)
$W_{base}$	16
$L_{base}$	50
$H_{base}$	5
$L_{tapa}$	50
$W_{tapa}$	16
$H_{tapa}$	1
$H_{pin}$	2,5
$W_{pin}$	1
$P_{pin}$	2
$Gap$	0,2
$W_{guia}$	1
$L_{guia}$	50
$H_{guia}$	7

Tabla 3.1: Tabla con las dimensiones del modelo GGW.

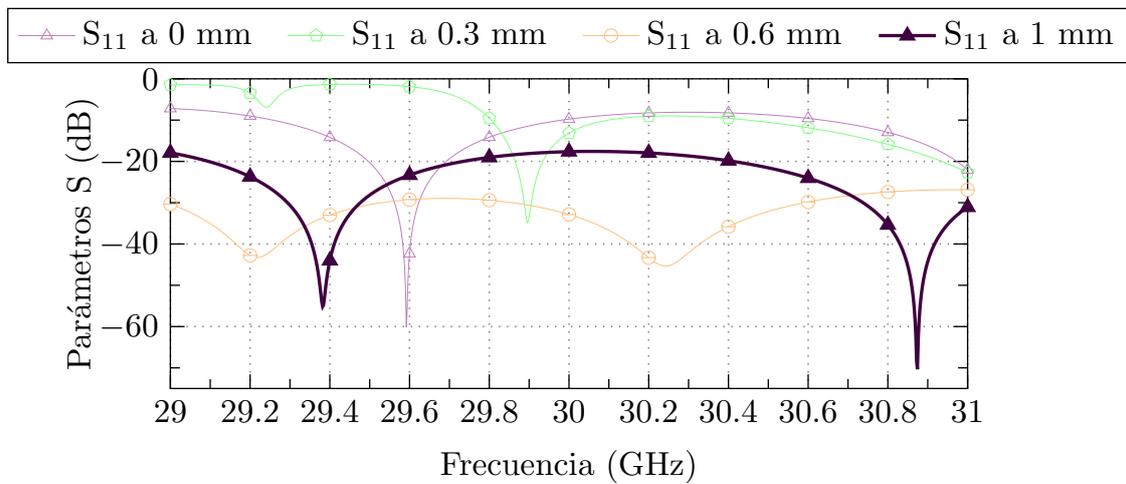


Figura 3.4: Parámetros S de la GGW modificando la altura del puerto.

A este respecto, se ha realizado un estudio de la adaptación en función de la altura de los puertos. Observando la gráfica de la Fig. 3.4, se puede apreciar que el mejor factor de reflexión a lo largo de toda la banda de frecuencia se obtiene cuando el puerto está 0.6 mm por debajo de la tapa.

### 3.1.1. Estudio del acoplamiento

Para analizar el acoplamiento entre guías tipo GGW con polarización horizontal, se realizan 3 pruebas donde se variará la separación entre las guías.

#### Separación de 3 pines

La separación de 3 pines en este modelo equivale a una distancia de 5 mm, ya que cada pin es de 1 mm de ancho y el hueco entre pines también es de 1 mm. La estructura se muestra en la Fig. 3.5.

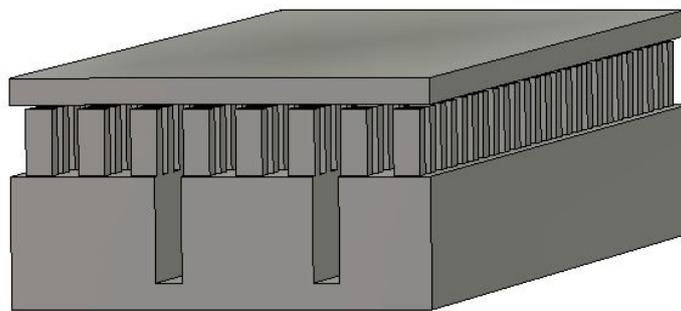


Figura 3.5: Modelo GGW con 3 pines de separación entre las guías.

Tras haber simulado el modelo de la Fig. 3.5 se obtienen los siguientes parámetros S (Fig. 3.6) que servirán para evaluar el acoplamiento y la adaptación.

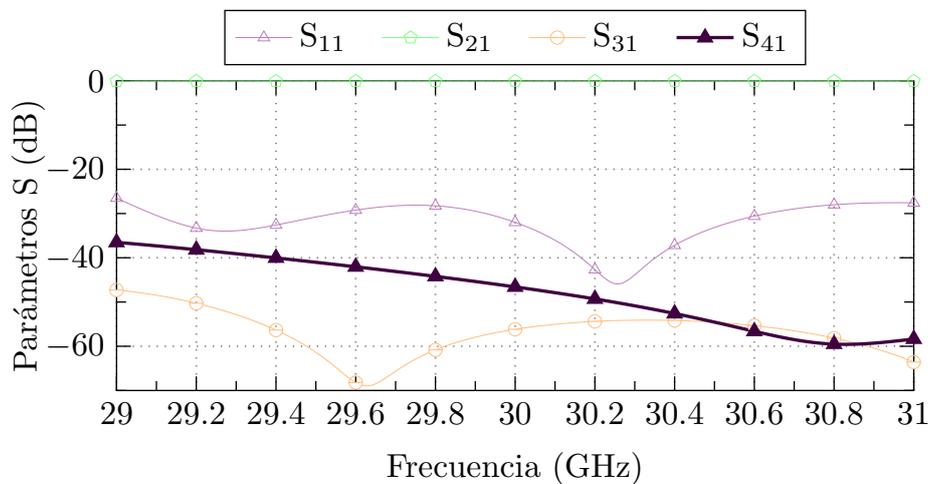


Figura 3.6: Parámetros S de la GGW con 3 pines de separación.

En cuanto a los puertos se refiere, estos están definidos de la siguiente manera: el puerto 1 es la entrada a la guía de la izquierda que se ve en la Fig.3.5, mientras que el puerto 2 se encuentra en la misma guía solo que enfrente del puerto 1. De igual manera están colocados los puertos 3 y 4, solo que en la guía de la derecha (el 3 es el que se ve en la figura, y el 4 está enfrente). Esta explicación de los puertos sirve para todos los modelos ya que los puertos están definidos de igual manera.

En primer lugar, se puede comprobar que los puertos están adaptados ya que el parámetro  $S_{11}$  tiene unos valores más bajos de  $-25$  dB en todo el ancho de banda. Como el  $S_{31}$  es inferior a  $-50$  dB y el  $S_{41}$  también es inferior a  $-40$  dB, viendo el  $S_{21}$  podemos decir que prácticamente toda la potencia que entra por el puerto 1 sale por el puerto 2 y por tanto el aislamiento entre guías es muy alto.

### Separación de 2 pines

La separación de 2 pines en este modelo equivale a 3 mm de separación. La estructura simulada se muestra en la Fig. 3.7.

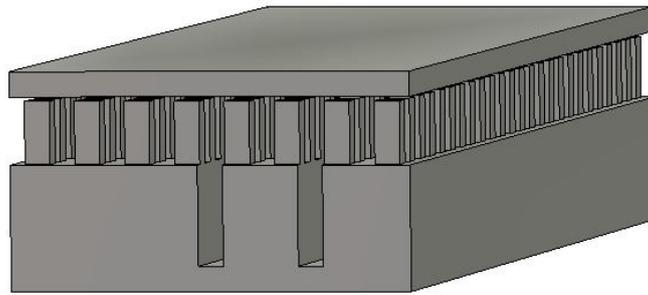


Figura 3.7: Modelo GGW con 2 pines de separación entre las guías.

La menor separación entre guías tiene un impacto notable en los parámetros S de la estructura mostrados en la Fig. 3.8.

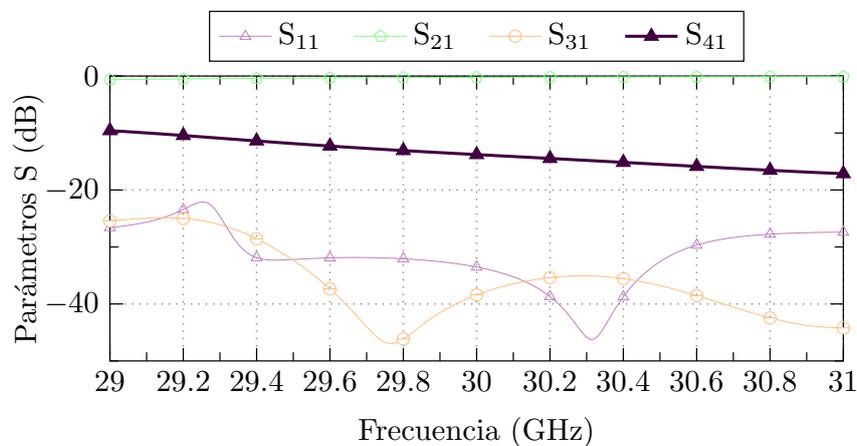


Figura 3.8: Parámetros S de la GGW con 2 pines de separación.

Como se puede ver, la principal diferencia que existe es el incremento del valor del parámetro  $S_{41}$  donde ha aumentado a un valor máximo de  $-10$  dB aproximadamente en la frecuencia de  $29$  GHz. El parámetro  $S_{11}$  se mantiene inferior a  $-25$  dB, por lo que no hay prácticamente reflexiones, y el parámetro  $S_{31}$  también es inferior a  $-20$  dB, es decir, se propaga muy poca potencia del puerto 1 al puerto 3. El parámetro  $S_{21}$  está visualmente en torno a  $0$  dB en todo el ancho de banda por lo que la mayoría de la potencia, como en 3.1.1, se transmite al puerto 2. No obstante, el aislamiento entre guías empeora respecto al caso de 3 pines, como era de esperar.

### Separación de 1 pin

En la separación de 1 pin, la separación entre guías es de  $1$  mm, como se aprecia en la siguiente figura.

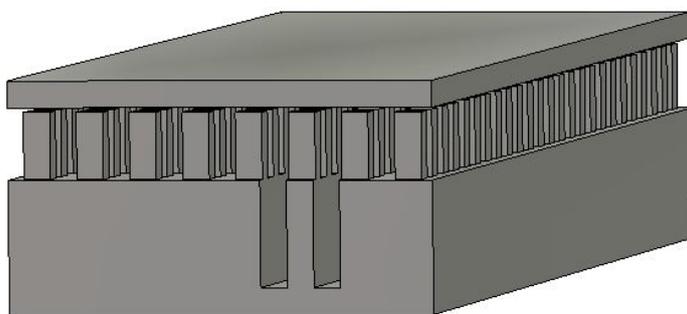


Figura 3.9: Modelo GGW con 1 pin de separación entre las guías.

Al estar tan cerca una guía de otra, en este caso sí habrá un acoplamiento muy apreciable entre la guías adyacentes.

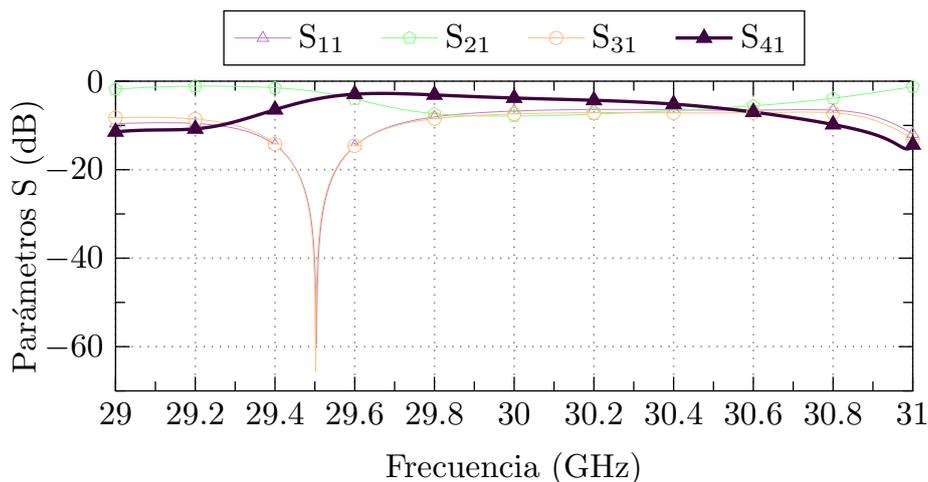


Figura 3.10: Parámetros S de la GGW con 1 pin de separación.

En la Fig. 3.10 se puede observar que el parámetro  $S_{11}$  que es peor que en los casos

anteriores debido a la presencia de la guía adyacente. Por otro lado, el parámetro  $S_{31}$  y en especial el  $S_{41}$  aumentan notablemente respecto a los casos anteriores. En consecuencia, el parámetro  $S_{21}$  disminuye y llega menos potencia al puerto de salida deseado. Se puede concluir que una separación de un pin hace poco viable diseños de redes de distribución debido al gran acoplo que habrá entre guías adyacentes. Futuras mejoras pueden ser introducidas, como disminuir el gap de aire para reducir el acoplo, o cambiar la periodicidad de los pines para buscar soluciones alternativas.

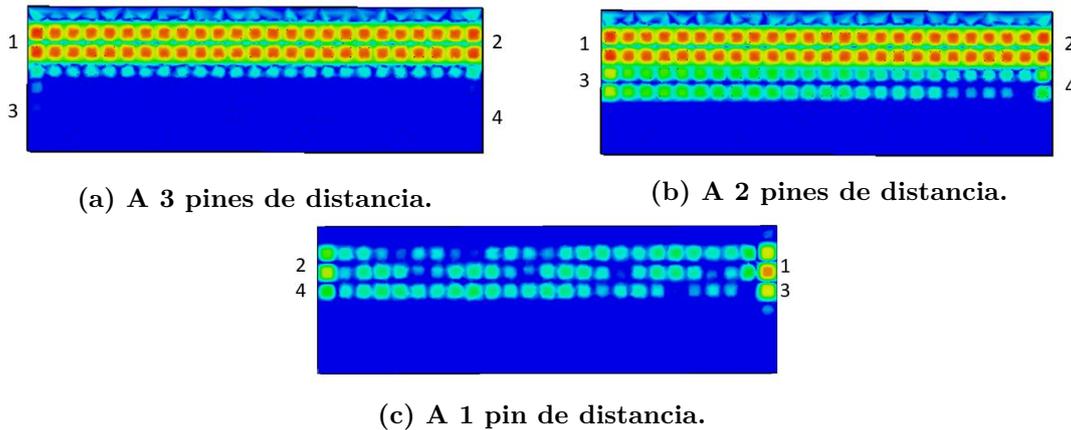


Figura 3.11: Campos de la GGW a distintas distancias

### 3.1.2. Estudio de pérdidas

En cuanto a las pérdidas de este tipo de guía, se simulará la estructura de 2 puertos (entrada y salida) en lugar de tener 4 puertos. Es decir, se va a estudiar cómo se propaga la señal a través de la guía y cuantificar así sus pérdidas. Para ello, en primer lugar se ha simulado la estructura con un material que es conductor eléctrico perfecto (PEC), para más tarde evaluar el modelo con una aleación de aluminio real. Los resultados se muestran en la Fig. 3.12. En concreto, se van a evaluar las pérdidas óhmicas, obtenidas a partir del parámetros  $S_{21}$  una vez descontadas las pérdidas por reflexión.

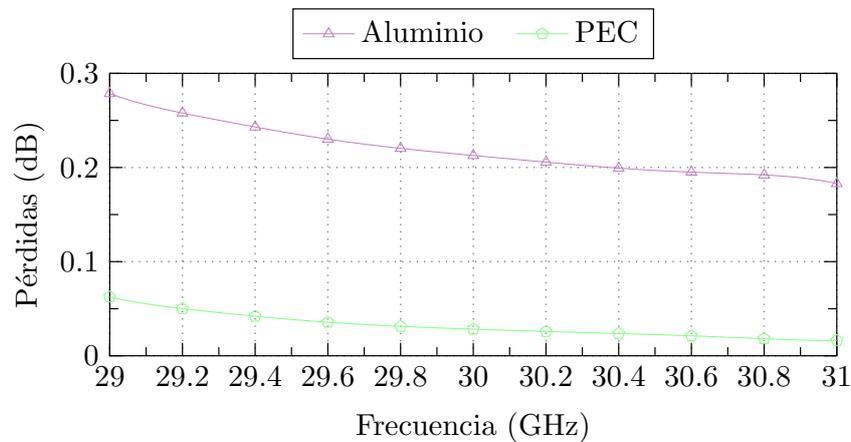


Figura 3.12: Pérdidas de la guía GGW.

Como era de esperar, con PEC las pérdidas son prácticamente 0 dB mientras que las pérdidas utilizando aluminio son algo mayores oscilando aproximadamente entre 0.2 y 0.3 dB. Viendo la frecuencia central, las pérdidas óhmicas a esa frecuencia son de 0.21 dB, resultando finalmente en un coeficiente de atenuación de 0.0425 dB/cm, teniendo en cuenta la longitud de la guía analizada.

### 3.2. Guía HM-GGW

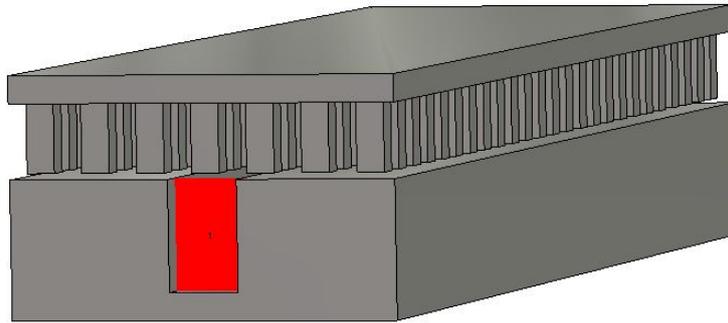
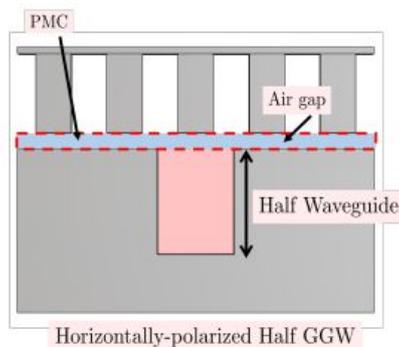
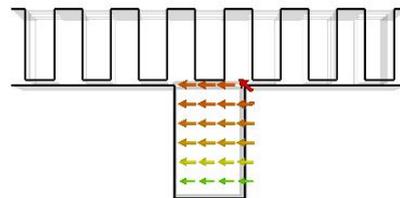


Figura 3.13: Modelo HM-GGW.

Con la necesidad de buscar soluciones donde las estructuras sean más fáciles de integrar, con mayor escalabilidad y robustez, se ha conseguido encontrar un tipo de guía gap por la que se propaga medio modo  $TE_{10}$ . Para ello se reemplaza media guía por una superficie de alta impedancia (HIS) que actúa como un PMC. Aplicando teoría de imágenes, esta media guía se duplicará siendo equivalente a una guía completa. Para conseguir la superficie de alta impedancia es necesario crear una cama de pines donde estos tengan una altura de  $0.25\lambda$  [73]. En este caso la cama de pines es uniforme y no es necesario interrumpirla mediante un canal, por lo que su fabricación es mucho más sencilla en la banda de milimétricas. La estructura de esta guía y el modo fundamental se pueden observar en la Fig. 3.14.



(a) HM-GGW [73]



(b) Modo fundamental.

Figura 3.14: Guía HM-GGW y campo.

Para el cálculo de la altura de la guía HM-GGW se tiene en cuenta la guía GGW completa para la frecuencia de corte deseada y se divide por dos. En cuanto al gap, es decir, la distancia entre la cama de pines y la base donde está la guía, suele estar habitualmente entre  $\lambda/20$  y  $\lambda/50$ , como se indica en la Tabla 2.1.

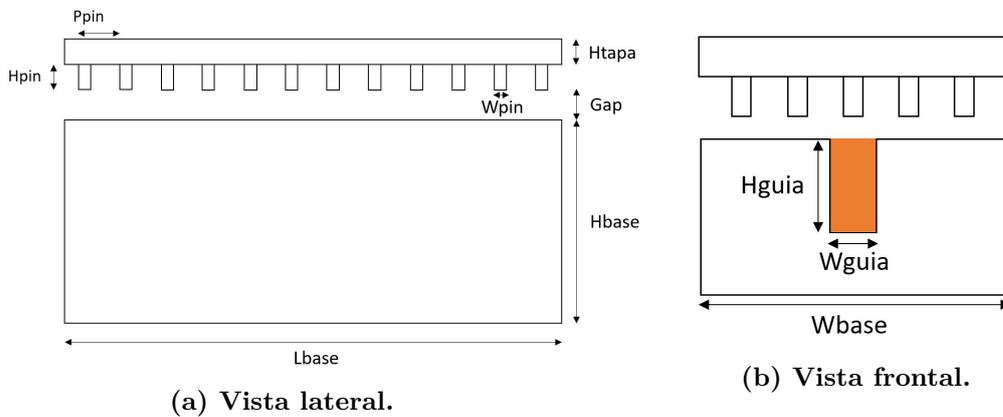


Figura 3.15: Medidas del modelo HM-GGW.

Para conseguir una buena adaptación con el puerto de entrada ha sido necesario usar elementos de adaptación junto a unos *slits* para que la señal se acople correctamente desde el puerto inferior (guía estándar WR-28). La estructura completa queda tal y como muestra la Fig. 3.16.

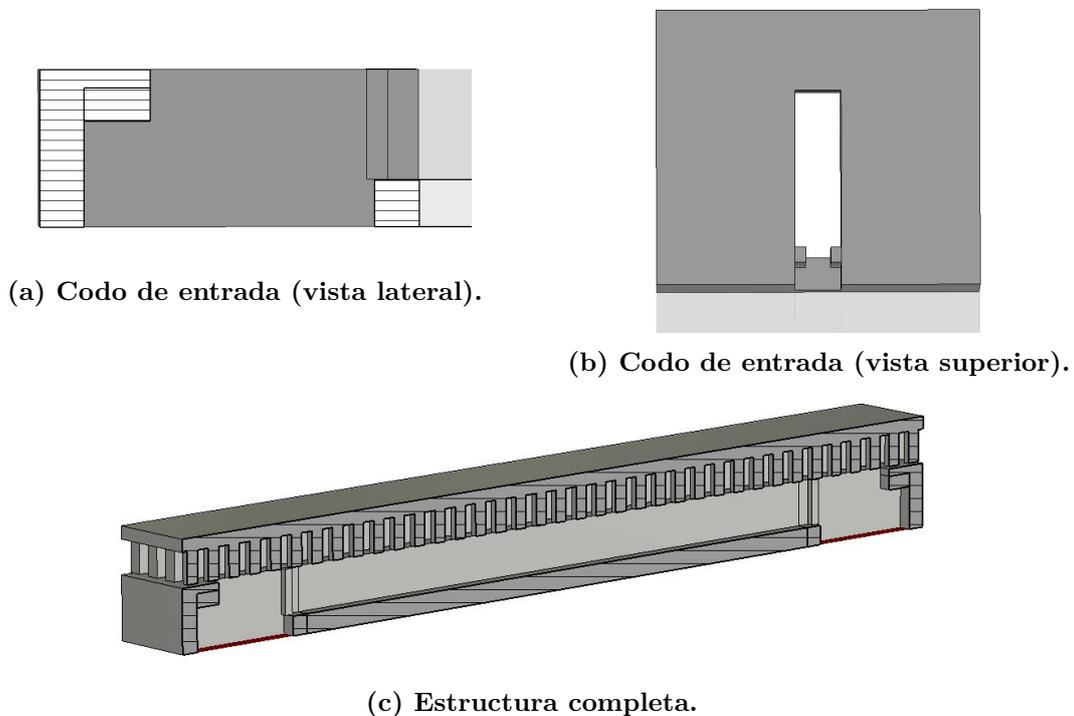


Figura 3.16: Estructura de la guía HM-GGW con transición a WR-28.

Las dimensiones de esta nueva guía se muestran en la Tabla 3.2. Como se ha comentado anteriormente, el principal cambio de medidas es la altura de la guía.

Parámetro	Valor (mm)
$W_{base}$	16
$L_{base}$	50
$H_{base}$	5
$L_{tapa}$	50
$W_{tapa}$	16
$H_{tapa}$	1
$H_{pin}$	2,5
$W_{pin}$	1
$P_{pin}$	2
$Gap$	0,2
$W_{guia}$	2
$L_{guia}$	50
$H_{guia}$	3,5

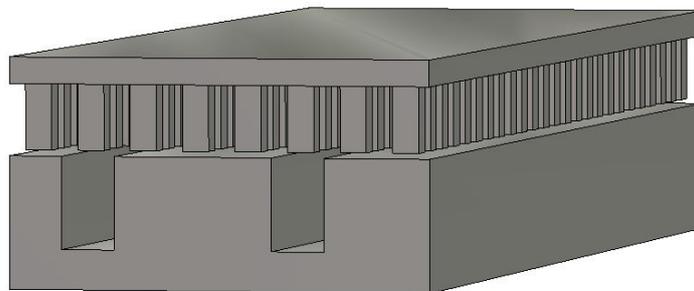
**Tabla 3.2:** Tabla con las dimensiones del modelo HM-GGW.

### 3.2.1. Estudio del acoplamiento

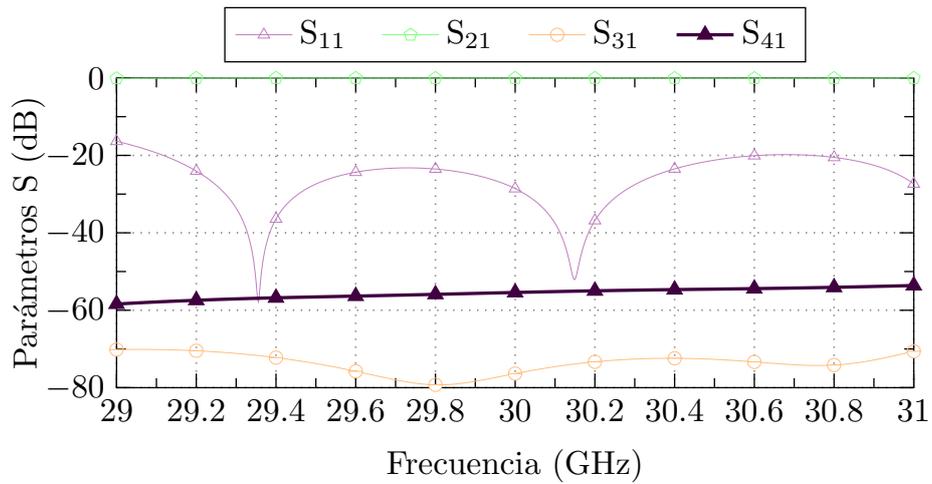
En esta sección se debe advertir que las imágenes de los modelos para este tipo de guía no corresponden exactamente con las estructuras simuladas, sino que se han omitido las transiciones anteriormente descritas para una mejor visualización.

#### Separación de 3 pines

Las guías HM-GGW con una separación de 3 pines se muestra en la Fig. 3.17 y los parámetros S simulados en la Fig. 3.18.



**Figura 3.17:** HM-GGW con 3 pines de separación entre las guías.

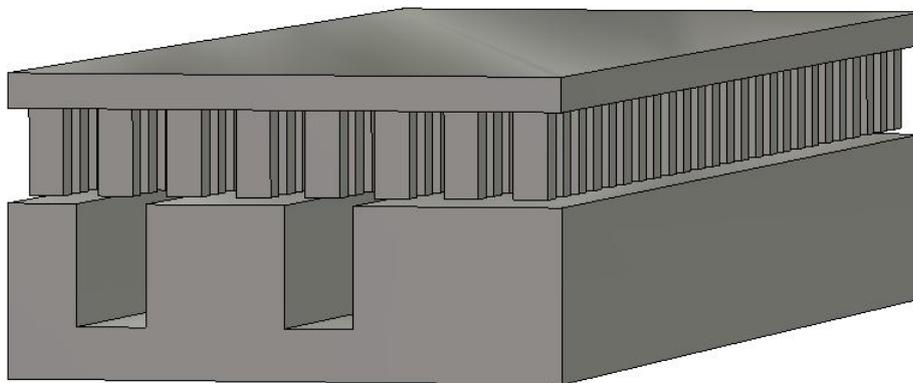


**Figura 3.18:** Parámetros S de la HM-GGW con 3 pines de separación.

Para la separación de 3 pines se puede ver que el valor máximo del  $S_{11}$  es inferior a  $-20$  dB en casi todo el rango de frecuencias, gracias a la transición diseñada. El parámetro  $S_{21}$  es prácticamente de 0 dB, por lo que casi toda la potencia que entra por el puerto 1 sale por el puerto 2. El parámetro  $S_{41}$  se sitúa entre  $-50$  y  $-60$  dB y el  $S_{31}$  es inferior a  $-70$  dB en toda la banda.

### Separación de 2 pines

Las guías HM-GGW con una separación de 2 pines se muestra en la Fig. 3.19 y sus parámetros S en la Fig. 3.20.



**Figura 3.19:** HM-GGW con 2 pines de separación entre las guías.

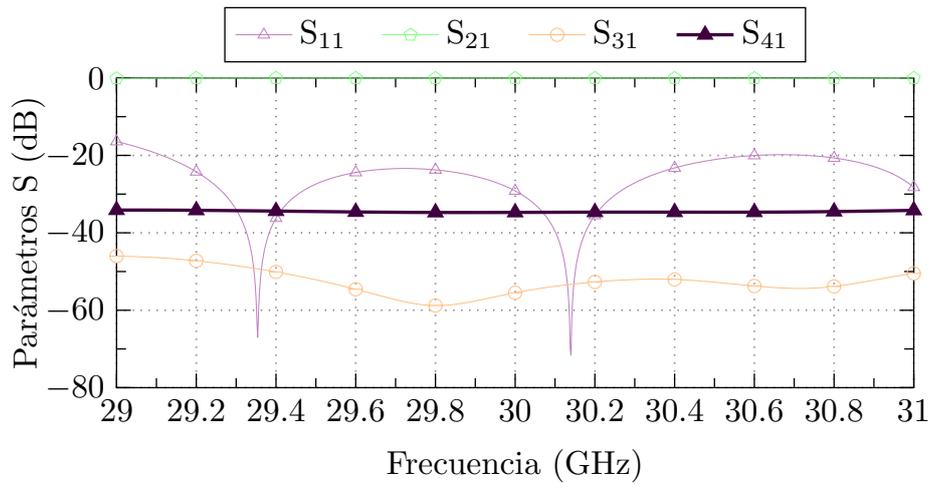


Figura 3.20: Parámetros S de la HM-GGW con 2 pines de separación.

En este caso, el parámetro  $S_{11}$  se mantiene inferior a  $-20$  dB, con un  $S_{21}$  alrededor de  $0$  dB, es decir, prácticamente como en 3.2.1. En cuanto al parámetro  $S_{31}$  se puede ver que es aproximadamente de  $-50$  dB y el  $S_{41}$  es constante en todo el rango de frecuencias, siendo aproximadamente  $-35$  dB. Como era de esperar, el aislamiento empeora respecto al caso de 2 pines, aunque se mantiene en valores aceptables.

### Separación de 1 pin

El modelo de guía HM-GGW con una separación de 1 pin y sus parámetros S se pueden mostrar en las Figs. 3.21 y 3.22 respectivamente.

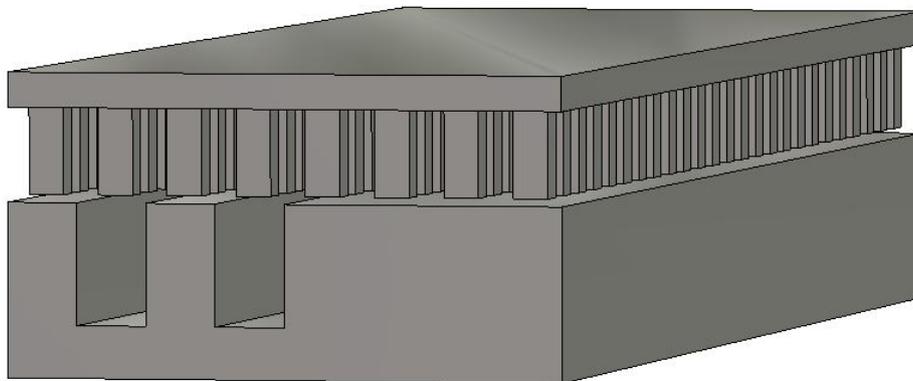
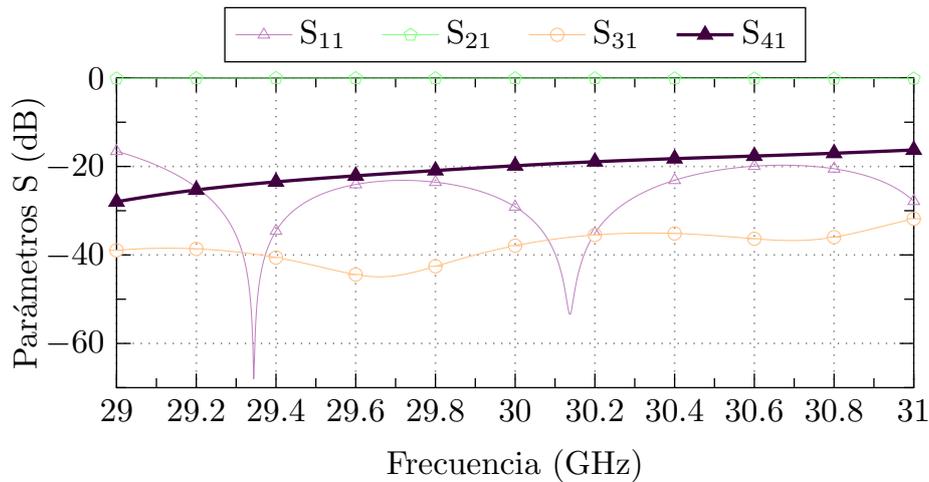
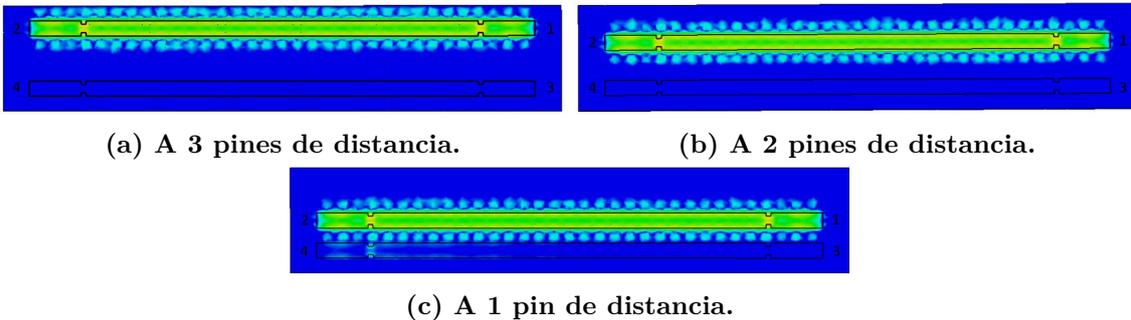


Figura 3.21: HM-GGW con 1 pin de separación entre las guías.



**Figura 3.22:** Parámetros S de la HM-GGW con 1 pin de separación.

Para este último caso, el  $S_{11}$  vuelve a ser muy parecido a los anteriores, es decir, inferior a  $-20$  dB en prácticamente todo el rango de frecuencias. El parámetro  $S_{21}$  se mantiene en torno a  $0$  dB por lo que gran parte de la potencia se transmite del puerto 1 al 2. Por último, el parámetro  $S_{31}$  ha aumentado ligeramente teniendo como valor máximo  $-35$  dB, y el parámetro  $S_{41}$  presenta unos valores que oscilan entre  $-25$  y  $-15$  dB aproximadamente.

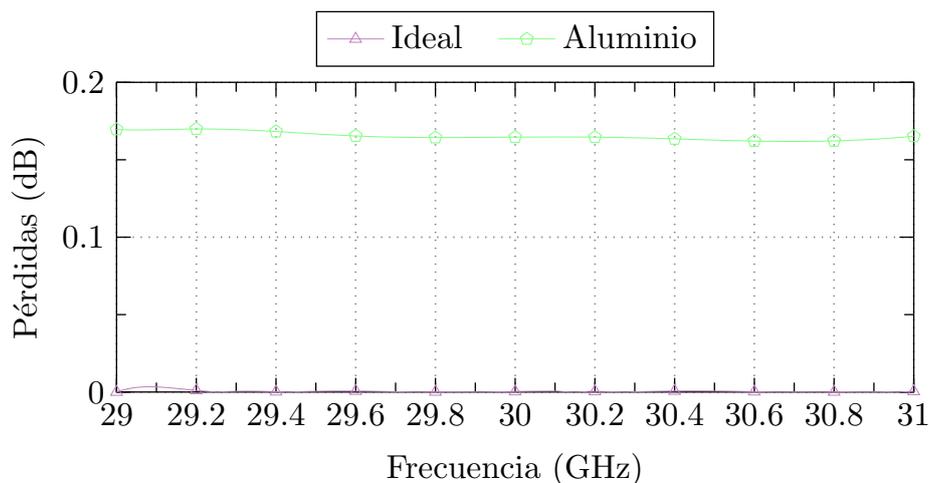


**Figura 3.23:** Campos de la HM-GGW a distintas distancias

Estos resultados demuestran que el aislamiento entre guías en todos los casos es notablemente mejor para la guía HM-GGW que para la guía GGW completa. Incluso con un único pin de separación, el aislamiento se mantiene en torno a  $-20$  dB, lo cual puede ser aceptable si la longitud de la guía no es muy larga. Se debe tener en cuenta que se están considerando guías paralelas de una longitud mayor a la que suele emplearse en diseños prácticos de agrupaciones de antenas. Por tanto, el uso de esta guía HM-GGW en redes de alimentación de agrupaciones puede ser muy beneficiosa en términos de aislamiento entre salidas.

### 3.2.2. Estudio de pérdidas

El análisis de pérdidas de la guía HM-GGW se muestra en la Fig. 3.24.

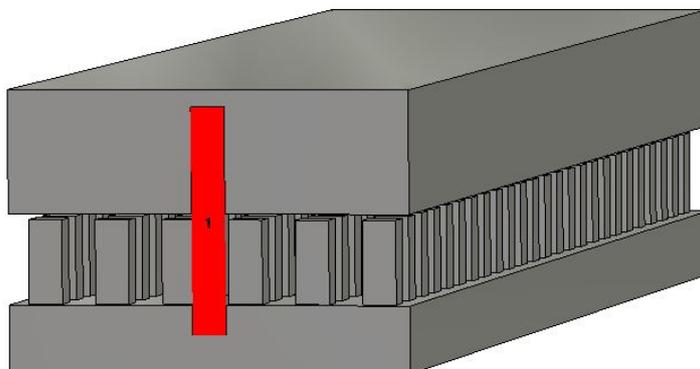


**Figura 3.24:** Pérdidas de la guía HM-GGW.

Como era de esperar, la simulación con PEC ofrece unas pérdidas prácticamente nulas ya que es el caso ideal. La simulación de la estructura real con aluminio evidencia unas pérdidas óhmicas prácticamente constantes alrededor de 0.17 dB. A la frecuencia central, las pérdidas son de 0.165 dB, obteniendo un coeficiente de atenuación de 0.0329 dB/cm, ligeramente inferior a la guía GGW completa.

### 3.3. Guía HGGW

Como alternativa a las guías anteriores, se va a considerar una estructura en la que la condición de alta impedancia, dada por la superficie de los pines, se encuentra en la mitad de una guía GGW completa. A esta nueva configuración se le ha denominado HGGW (*Halved GGW*). Esta nueva estructura analizada se muestra en la Fig. 3.25 y está concebida para minimizar las fugas de campo ya que el corte se realiza a través de un nulo de corriente del modo fundamental.



**Figura 3.25:** Modelo HGGW (Halved Groove Gap Waveguide).

Las dimensiones de esta nueva guía se recogen en la Tabla 3.3.

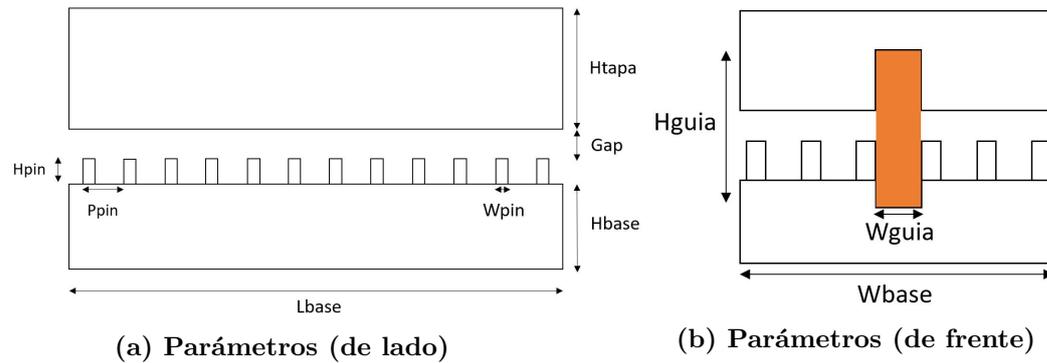


Figura 3.26: Medidas del modelo HGGW

Parámetro	Valor (mm)
$W_{base}$	16
$L_{base}$	50
$H_{base}$	2
$L_{tapa}$	50
$W_{tapa}$	16
$H_{tapa}$	5
$H_{pin}$	2,5
$W_{pin}$	1
$P_{pin}$	2
$Gap$	0,2
$W_{guia}$	1
$L_{guia}$	50
$H_{guia}$	7

Tabla 3.3: Tabla con las dimensiones del modelo HGGW.

### 3.3.1. Estudio del acoplamiento

#### Separación de 3 pines

Para esta nueva guía se estudia el acoplamiento entre ramas paralelas comenzando con el modelo con 3 pines de separación, tal y como se muestra en la Fig. 3.27. Los parámetros  $S$  simulados se representan en la Fig. 3.28.

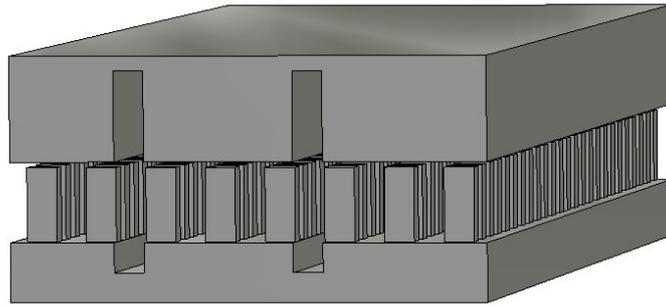


Figura 3.27: Modelo HGGW con 3 pines de separación entre las guías.

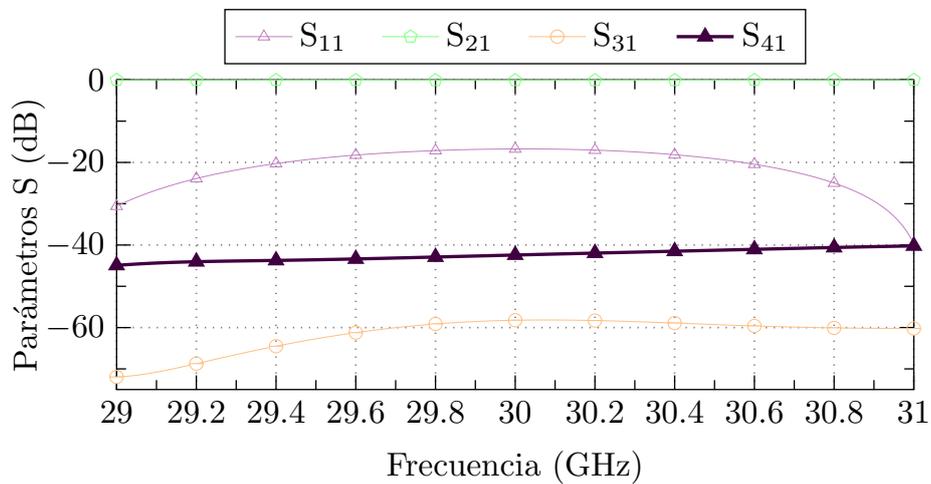


Figura 3.28: Parámetros S de la HGGW a 3 pines de separación.

Observando la respuesta de la estructura, se puede deducir que el parámetro  $S_{11}$  se mantiene alrededor de  $-20$  dB, sin necesidad de modificar el puerto. Por su parte, el parámetro de transmisión  $S_{21}$  se encuentra alrededor de  $0$  dB, como era de esperar. El parámetro  $S_{31}$  es en casi todo el ancho de banda menor a  $-60$  dB, y por último, el parámetro  $S_{41}$  no llega a ser mayor que  $-40$  dB. Podemos concluir por tanto que prácticamente toda la potencia viaja desde puerto 1 hasta puerto 2, y el aislamiento es muy elevado gracias a la separación de 3 pines.

### Separación de 2 pines

El modelo HGGW con 2 pines de separación entre guías se muestra en la Fig. ??, y sus parámetros S en la Fig. 3.30.

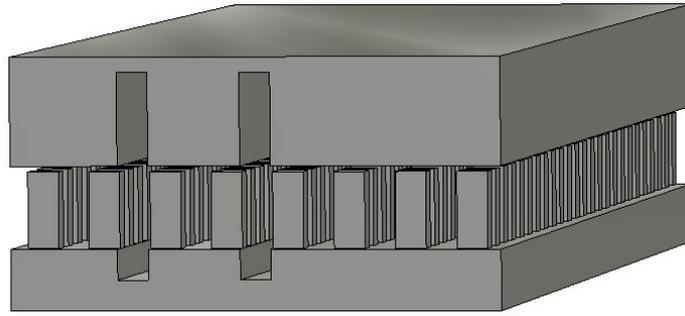


Figura 3.29: Modelo HGGW con 2 pines de separación entre las guías.

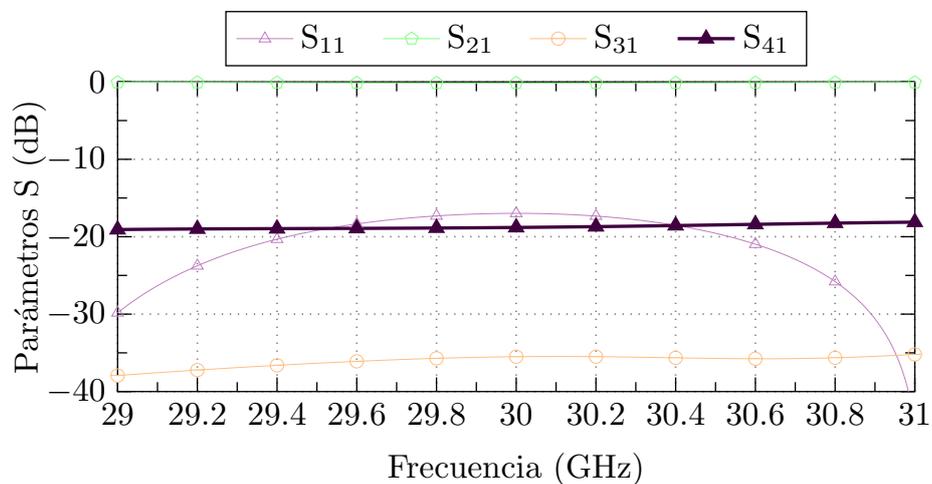


Figura 3.30: Parámetros S de la HGGW con 2 pines de separación.

Para esta separación de pines se puede ver que los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  son visualmente muy parecidos a los de la separación entre 2 pines. Las diferencias más notables se ven en los parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$ , los cuales aumentan hasta unos valores aproximados de  $-35$  dB y  $-20$  dB respectivamente. Los valores de aislamiento para esta nueva guía HGGW mejoran los de la guía GGW convencional aunque son peores que los obtenidos con la guía HM-GGW.

### Separación de 1 pin

El modelo simulado para la separación de 1 pin se muestra en la Fig. 3.31, junto con sus parámetros S en la Fig. 3.32.

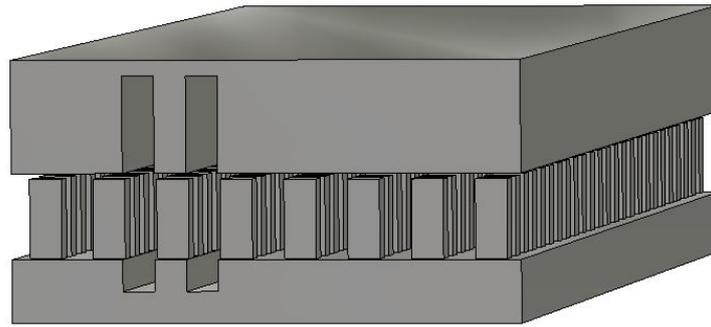


Figura 3.31: Modelo HGGW con 1 pin de separación entre las guías.

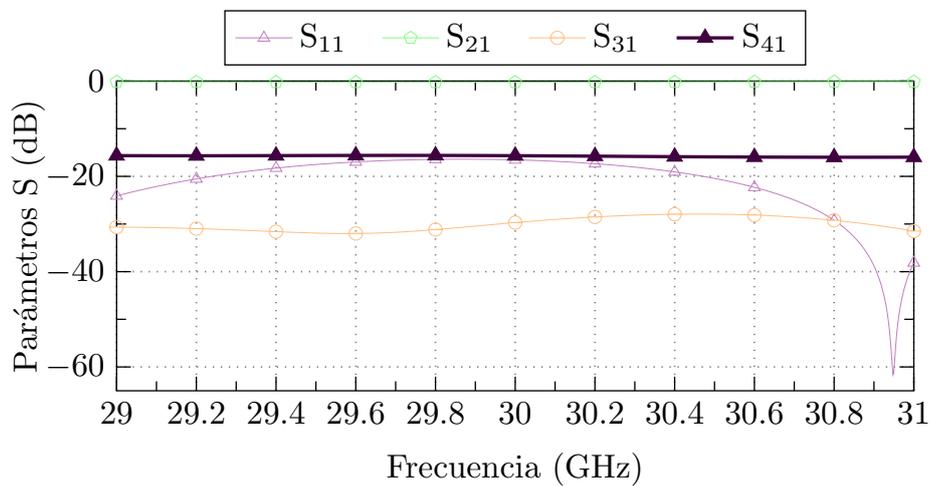


Figura 3.32: Parámetros S de la HGGW con 1 pin de separación.

Para la separación de un pin, el parámetro de adaptación  $S_{11}$  se mantiene respecto a los casos anteriores, como era de esperar. La diferencia se encuentra en los parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$  que aumentan hasta  $-30$  dB y  $-15$  dB respectivamente. De nuevo, estos valores de aislamiento mejoran los proporcionados por la guía GGW convencional, pero son peores que los de la guía HM-GGW.

### 3.3.2. Estudio de pérdidas

El estudio de pérdidas de la nueva guía HGGW se muestra en la Fig. 3.34.

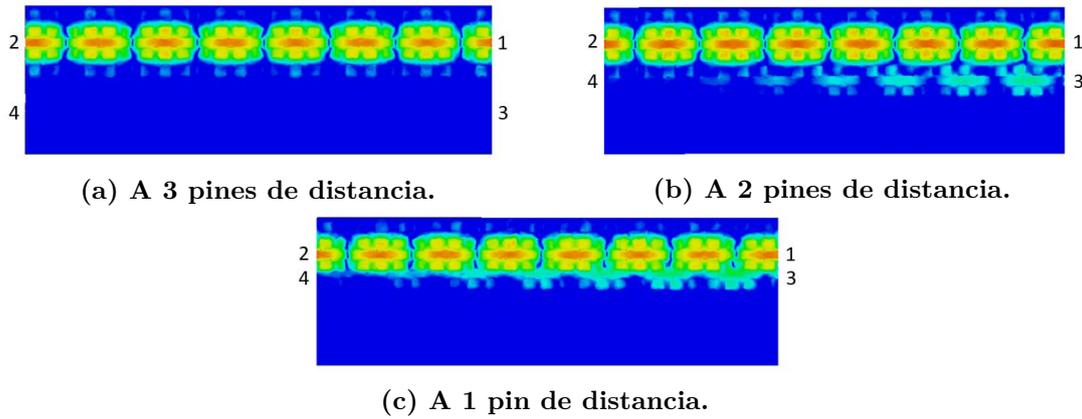


Figura 3.33: Campos de la HGGW a distintas distancias

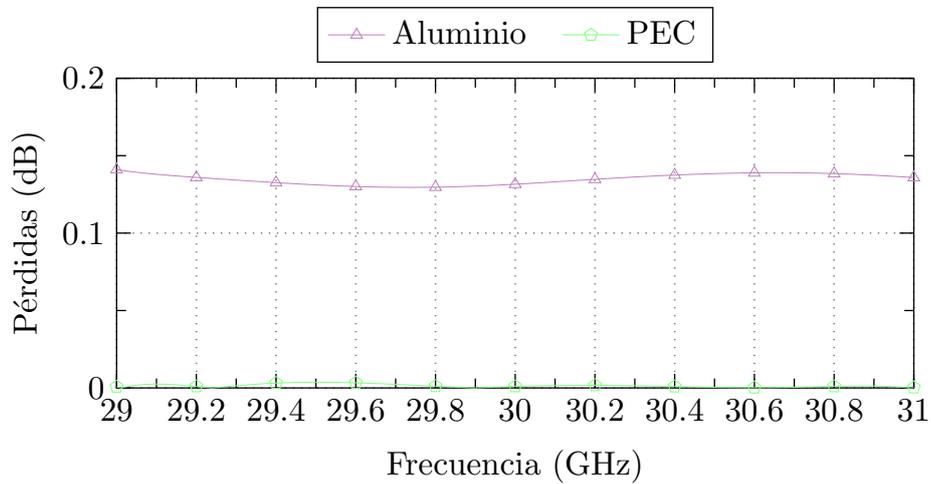


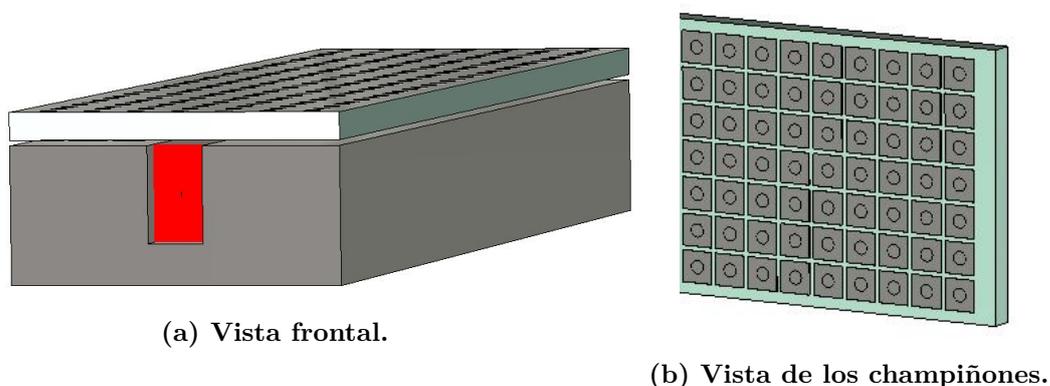
Figura 3.34: Pérdidas de la HGGW.

En la Fig. 3.34 se observa que la guía HGGW presenta unas pérdidas totales a la frecuencia central de 0.136 dB. Teniendo en cuenta que la longitud de la guía de onda es 50 mm, se obtiene un coeficiente de atenuación de 0.027 dB/cm. Este valor es inferior al de la guía GW completa.

### 3.4. Guía HM-GGW en sustrato

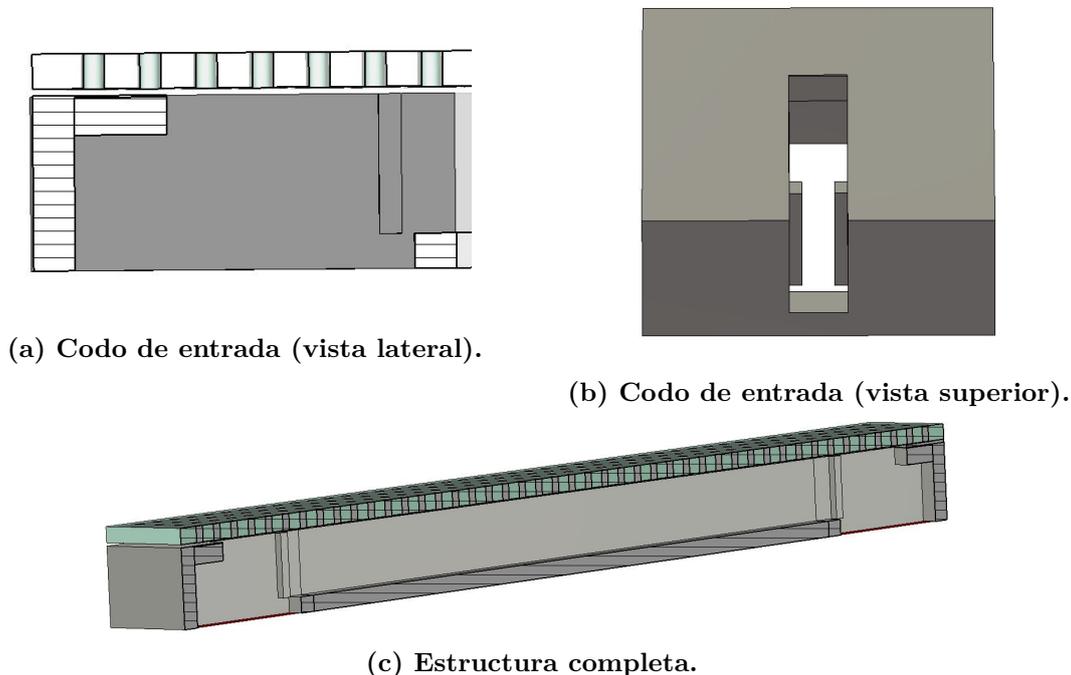
Con el objetivo de simplificar la fabricación de este tipo de guías, los pines metálicos se pueden sustituir por estructuras impresas, en concreto las conocidas como champiñones. Estos elementos, que son parches microstrip con una vía en su centro conectada con el plano de masa, también se pueden comportar como un conductor magnético en un determinado margen de frecuencias. La fabricación de estos champiñones mediante tecnologías de circuito impreso (PCB) facilita y abarata enormemente el proceso de construcción. En concreto, la guía HM-GGW que dispone una estructura regular de pines es la configura-

ción donde se pueden integrar estos champiñones de forma más sencilla. El gap entre la pieza de aluminio con la guía y la placa de circuito impreso con los champiñones tendría unas dimensiones similares al caso de la HM-GGW convencional [1]. El modelo de esta nueva guía HM-GGW con sustrato se muestra en la Fig. 3.35.



**Figura 3.35: Modelo HM-GGW con sustrato.**

Como en el caso de la guía HM-GGW completamente metálica, para conseguir una mejor adaptación a los puertos se ha utilizado una transición con elementos de sintonía. En este caso ya no hay pines, sino que se ha sustituido por champiñones embebidos en una PCB.



**Figura 3.36: Estructura de la guía HM-GGW en sustrato con transición.**

En las siguientes figuras se indican las dimensiones de esta nueva estructura junto a la vista frontal de la guía sin la transición.

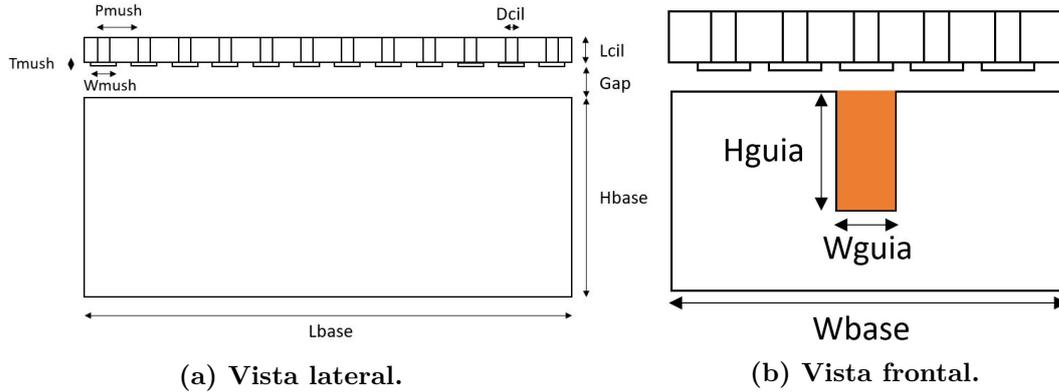


Figura 3.37: Medidas del modelo HM-GGW con champiñones.

Las diferentes dimensiones de este modelo se indican en la Tabla 3.4.

Parámetro	Valor (mm)
$W_{base}$	16
$L_{base}$	50
$H_{base}$	5
$L_{dielectrico}$	50
$W_{dielectrico}$	16
$H_{dielectrico}$	1
$L_{cil}$	1
$R_{cil}$	0,3
$P_{cil}$	1,6
$T_{mush}$	0,02
$W_{mush}$	1,4
$P_{mush}$	1,6
$Gap$	0,2
$W_{guia}$	2
$L_{guia}$	50
$H_{guia}$	4

Tabla 3.4: Tabla con las dimensiones del modelo HM-GGW con sustrato.

### 3.4.1. Estudio del acoplamiento

Para esta nueva guía se va a realizar el mismo estudio del acoplamiento pero considerando los champiñones en lugar de los pines. Se debe tener en cuenta que el período de la superficie con los champiñones es similar al de la cama de pines.

#### Separación de 3 champiñones

El modelo de HM-GGW con sustrato y una separación de 3 champiñones entre guías se muestra en la Fig. 3.38. El módulo de los parámetros S respecto a la frecuencia se

representan en la Fig. 3.39.

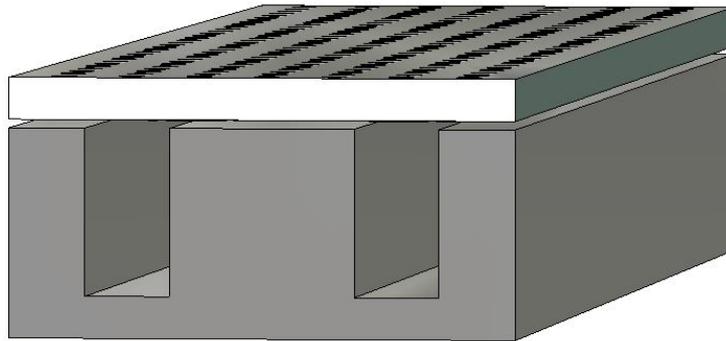


Figura 3.38: Modelo HM-GGW con 3 champiñones de separación entre guías.

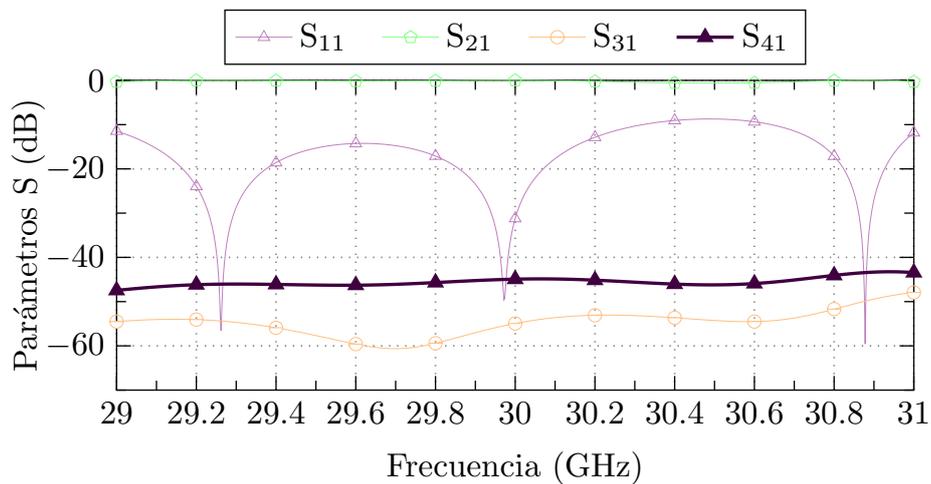


Figura 3.39: Parámetros S de la guía HM-GGW con 3 champiñones de separación.

Se puede observar que el parámetro  $S_{11}$  es inferior a  $-10$  dB en todo el rango de frecuencias gracias a la transición diseñada. El parámetro  $S_{31}$  se encuentra en torno a  $-45$  dB mientras que el parámetro  $S_{41}$  es ligeramente inferior. Se aprecia por tanto un gran aislamiento entre guías y que prácticamente toda la potencia viaja del puerto 1 al puerto 2.

### Separación de 2 champiñones

La estructura de las guías HM-GGW con 2 champiñones de separación se muestra en la Fig. 3.40 y los parámetros S en la Fig. 3.41.

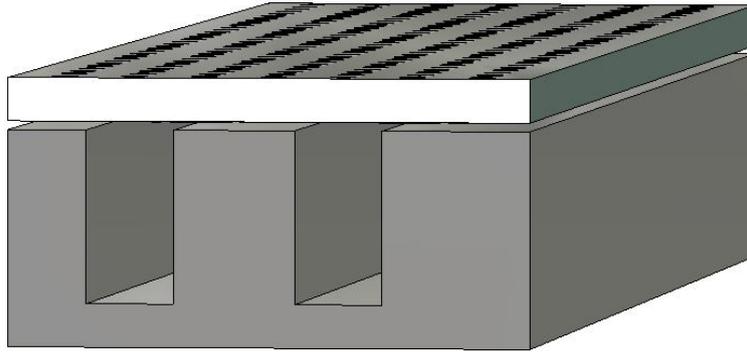


Figura 3.40: Modelo HM-GGW con 2 champiñones de separación entre guías.

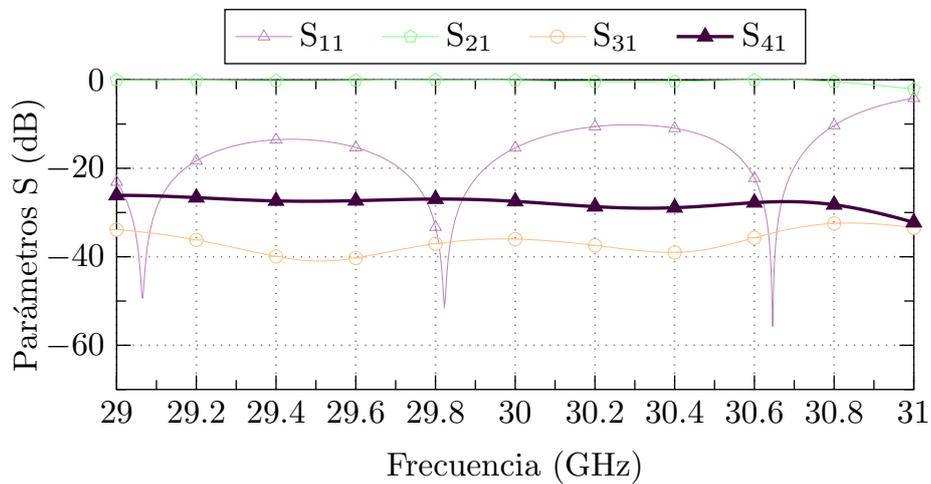


Figura 3.41: Parámetros S de la guía HM-GGW con 2 champiñones de separación.

Para esta separación de 2 champiñones entre las guías, el parámetro  $S_{11}$  se mantiene respecto al caso anterior, como era de esperar. La diferencia se encuentra en el parámetro  $S_{31}$ , el cual es ligeramente superior a  $-40$  dB en casi todo el margen de frecuencia. Por su parte, el parámetro  $S_{41}$  se encuentra en torno a  $-25$  dB. Respecto al caso de la guía HM-GGW completamente metálica, el aislamiento es ligeramente inferior debido a que los champiñones tienen un período ligeramente inferior.

### Separación de 1 champiñón

Por último, la estructura correspondiente a dos guías HM-GGW con 1 champiñón de separación se puede ver en la Fig. 3.42, cuyos parámetros S se representan en la Fig. 3.43.

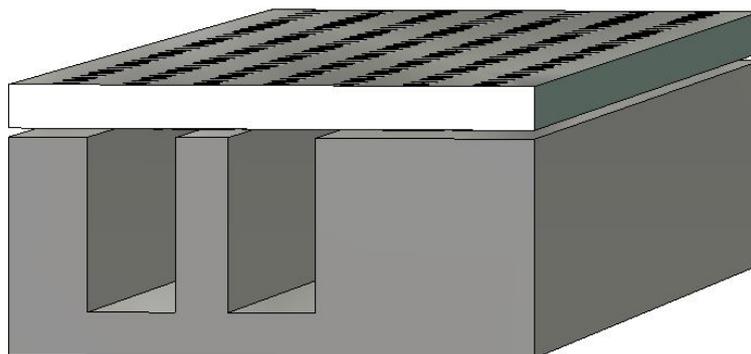


Figura 3.42: Modelo HM-GGW con 1 champiñón de separación entre guías.

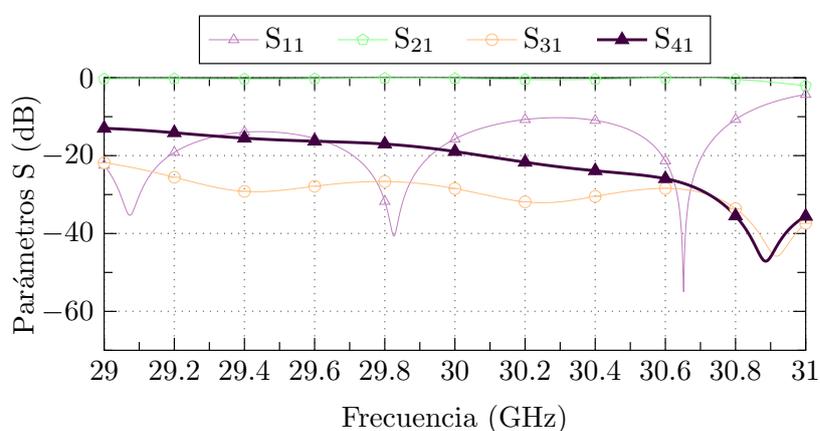


Figura 3.43: Parámetros S de la guía HM-GGW con 1 champiñón de separación.

Para esta separación mínima de 1 champiñón, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  se mantienen respecto a las separaciones mayores tratadas anteriormente. En el caso del parámetro  $S_{31}$ , existe zonas donde llega a ser  $-20$  dB pero sin superar este valor, y zonas donde es inferior a  $-40$  dB. En el caso del  $S_{41}$  los valores mas bajos son parecidos a los del  $S_{31}$ , llegando a ser menores a  $-40$  dB, pero el valor máximo sí que es mayor, obteniendo  $-12$  dB aproximadamente. De nuevo se puede comprobar que el acoplamiento empeora respecto al caso de la guía HM-GGW sin sustrato.

### 3.4.2. Estudio de pérdidas

Para poder hacer un estudio completo de las pérdidas de la guía HM-GGW con sustrato, se han realizado distintas simulaciones obteniendo las pérdidas individuales de cada uno de los materiales. Las pérdidas totales se han obtenido simulando la estructura con todos los materiales reales. El resultado se muestra en la Fig. 3.45.

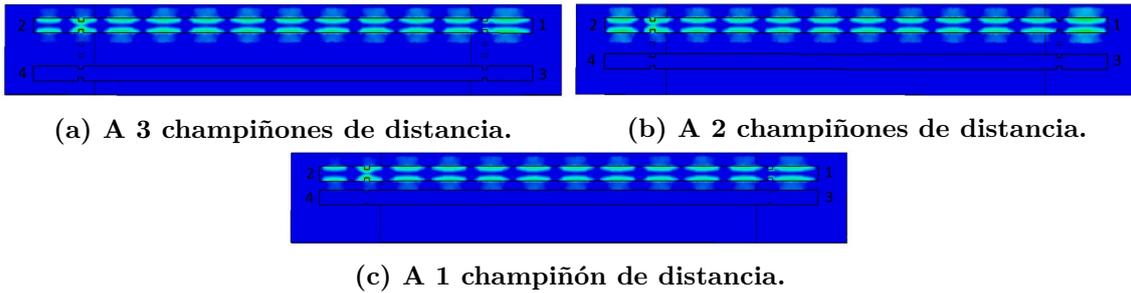


Figura 3.44: Campos de la HM-GGW con sustrato a distintas distancias.

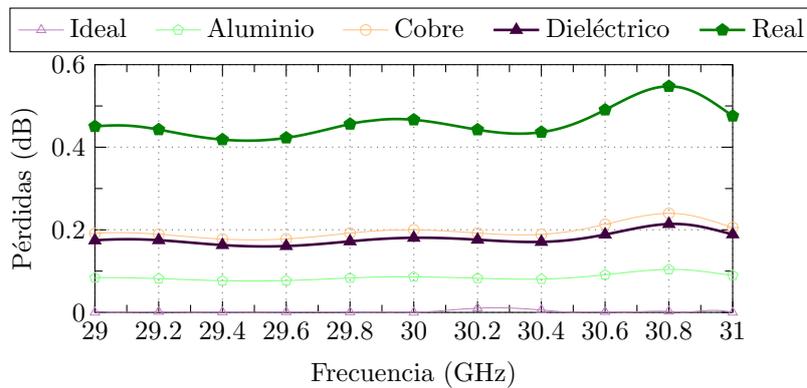


Figura 3.45: Pérdidas de la HM-GGW con champiñones.

En el caso **Ideal** todos los materiales metálicos se han sustituido por PEC, mientras que el dieléctrico usado es el Rogers RO3003 (loss free). Como se indica, el dieléctrico no introduce pérdidas, por lo que el resultado es la curva de color morado donde se comprueba que las pérdidas son de 0 dB.

Para el caso denominado como **Aluminio**, se ha sustituido el PEC de la base de la guía por aluminio, manteniendo los demás componentes de la estructura con los materiales sin pérdidas. El resultado obtenido es que el aluminio introduce menos de 0.1 dB de pérdidas a lo largo de la guía, siendo a la frecuencia central de 0.0861 dB, lo que corresponde a 0.0170 dB/cm.

Para el caso **Cobre**, se ha cambiado el material de los champiñones de PEC a cobre, mientras que las demás partes se han mantenido con materiales libres de pérdidas. Se ha obtenido que el cobre introduce menos de 0.2 dB a frecuencias bajas (desde 29 a 30.5 GHz), mientras que en la parte alta sí que hay más de pérdidas, obteniendo a la frecuencia central 0.199 dB, correspondiente a 0.0398 dB/cm.

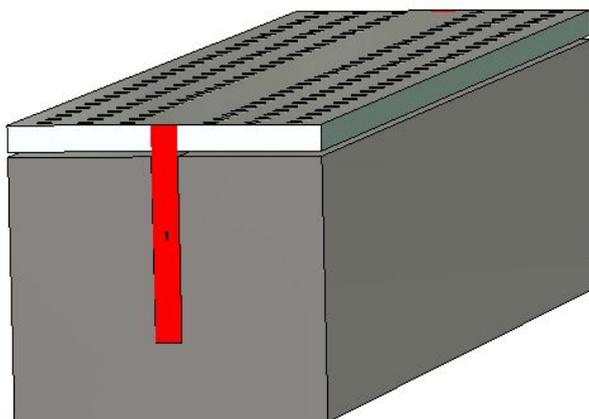
Con el **Dieléctrico** sólo se ha introducido pérdidas en el dieléctrico, pasando al Rogers RO3003 (lossy) y manteniendo todo lo demás en PEC. Observando la curva, las pérdidas del dieléctrico son menores que las que introduce el cobre, pero mayores a las que introduce el aluminio. En las frecuencias bajas, las pérdidas del cobre no superan los 0.19 dB, pero en la parte de las frecuencias altas llegan a estar casi en 0.22 dB. Con esto se comprueba que a la frecuencia central las pérdidas son de 0.181 dB, lo que equivale a un coeficiente

de atenuación de 0.0362 dB/cm.

Para estudiar el caso **Real**, se han simulado todos los materiales reales, es decir, el aluminio en la base, el dieléctrico con pérdidas y con cobre en los champiñones. Se demuestra que las pérdidas totales son aproximadamente la suma de las pérdidas individuales, teniendo la parte baja de las frecuencias unas pérdidas de 0.45 dB de manera aproximada, y llegando en la parte alta a un pico de 0.55 dB. A la frecuencia central, las pérdidas obtenidas son de 0.466 dB, correspondiente a 0.0932 dB/cm. Comparado con el caso de la guía HM-GGW completamente metálica, esta versión con sustrato tiene una atenuación considerablemente mayor debido a la presencia del dieléctrico y los champiñones.

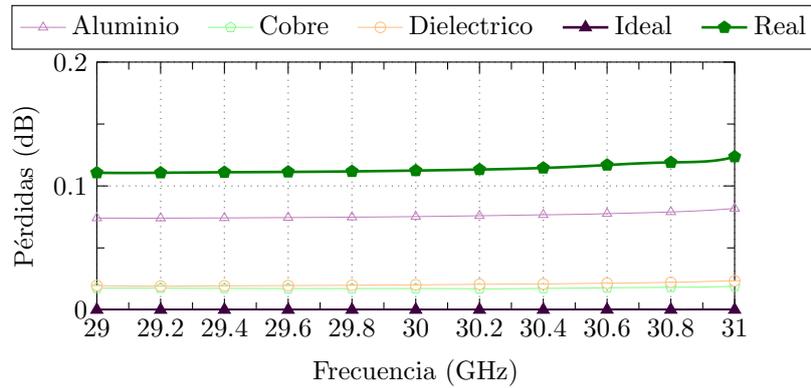
### 3.5. Guía GGW en sustrato

Con el objetivo de intentar minimizar las pérdidas se ha propuesto un nuevo tipo de guía con sustrato. Como se ha podido apreciar en el apartado anterior, la presencia de los champiñones es la causa de una gran parte de las pérdidas totales de la guía HM-GGW con sustrato. Por dicha razón se propone la guía mostrada en la Fig. 3.46. Se trata de una guía GGW completa donde se sustituyen los pines laterales por champiñones. Al tratarse de una guía completa, no se deben poner champiñones sobre el canal de la guía, lo cual ayuda a reducir las pérdidas. Sin embargo, los champiñones se mantienen a ambos lados de la guía para sintetizar la condición de PMC y así eliminar la fuga de campo por los laterales de la estructura.



**Figura 3.46: Modelo GGW con champiñones.**

En este caso, únicamente se ha realizado el análisis de pérdidas para comprobar si esta nueva guía mejora la eficiencia de la versión HM-GGW con sustrato. Para ello, se ha seguido la misma metodología que en el apartado anterior, mostrando los resultados en la Fig. 3.47.



**Figura 3.47: Pérdidas del modelo GGW con champiñones.**

Viendo las pérdidas que aporta cada material, se puede apreciar que el cobre y el dieléctrico introducen unas pérdidas muy reducidas comparado con la guía HM-GGW. En este caso, el material que más pérdidas introduce es el aluminio. Las pérdidas totales son ligeramente superiores a 0.1 dB, siendo a la frecuencia central de 0.11 dB, lo que corresponde a 0.022 dB/cm. Comparado con la guía HM-GGW con champiñones, esta nueva guía introduce sensiblemente menos pérdidas. No obstante, el diseño de redes intrincadas con esta guía es más complejo ya que es necesario eliminar los champiñones por los que discurre la guía, a diferencia de la configuración HM-GGW.

### 3.6. Resumen y conclusiones

A modo de resumen, en este apartado se recopilan los valores de los parámetros  $S$  a la frecuencia central de los distintos casos estudiados.

En primer lugar, la Tabla 3.5 recoge los valores del parámetro  $S_{11}$  de las diferentes guías. Se puede apreciar que la adaptación no depende de la separación entre guías como era de esperar. También se concluye que se consiguen valores adecuados de adaptación, aunque en algunos casos es necesario recurrir a transiciones apropiadas.

Modelo	3 pines	2 pines	1 pin
GGW	-31.988	-33.523	-6.744
HM-GGW	-28.584	-29.179	-29.127
HGGW	-16.733	-16.981	-16.539
HM-GGW PCB	-12.866	-15.381	-15.712

**Tabla 3.5: Parámetro  $S_{11}$  en dB a la frecuencia central.**

El aislamiento proporcionado por los diferentes casos se puede evaluar mediante el valor de los parámetros  $S_{31}$  y  $S_{41}$ , el cual se recopila en las Tablas 3.6 y 3.7 respectivamente.

Modelo	3 pines	2 pines	1 pin
GGW	-56.167	-38.407	-7.405
HM-GGW	-76.364	-55.488	-37.905
HGGW	-58.223	-35.497	-29.702
HM-GGW PCB	-53.079	-36.013	-28.471

**Tabla 3.6: Parámetro  $S_{31}$  en dB a la frecuencia central.**

Modelo	3 pines	2 pines	1 pin
GGW	-46.588	-13.786	-3.803
HM-GGW	-55.410	-34.727	-19.845
HGGW	-42.424	-18.804	-15.664
HM-GGW PCB	-45.153	-27.476	-18.945

**Tabla 3.7: Parámetro  $S_{41}$  en dB a la frecuencia central.**

Estas tablas comparativas demuestran que se puede conseguir un aislamiento excelente entre guías cuando se interponen 3 pines o champiñones, a pesar de que no hay contacto eléctrico entre las piezas. En el caso de 2 pines o champiñones, lo cual corresponde a una situación más realista en diseños prácticos, la guía GGW convencional proporciona un aislamiento pobre (parámetro  $S_{41}$  de  $-14$  dB). A este respecto, la versión de GGW partida en dos mejora este aislamiento, siendo una opción mucho más apropiada. No obstante, el caso mejor son las guías de medio modo con pines y champiñones, con unos valores de  $S_{41}$  en torno a  $-30$  dB. Esta tendencia se confirma cuando se considera una separación de 1 pin o champiñón, caso que se puede dar en las zonas más críticas de una red de distribución en guía. En tal caso, la guía GGW convencional es prácticamente inservible ya que el aislamiento es muy malo. La versión HGGW proporciona un aislamiento mucho mejor, proporcionando valores aceptables. Por último, las versiones de medio modo mejoran un poco más el aislamiento, con un parámetro  $S_{41}$  cercano a  $-20$  dB. Se puede concluir que la guía HM-GGW, tanto en su versión metálica como con sustrato, es la que mejor se comporta en términos de aislamiento. Como segunda opción, la versión HGGW mejora el pobre aislamiento proporcionado por la guía GGW convencional.

Por último, la Tabla 3.8 recoge los valores de las pérdidas en dB/cm a la frecuencia central de los diferentes casos estudiados.

Modelo	Pérdidas (dB/cm)
GGW	0,0425
HM-GGW	0,0329
HGGW	0,0263
HM-GGW PCB	0,0932
GGW PCB	0,0225

**Tabla 3.8: Pérdidas en dB/cm a la frecuencia central.**

Como se ha ido comprobando a lo largo de este capítulo, las nuevas versiones de guía HM-GGW y HGGW mejoran las pérdidas sufridas por la configuración GGW tradicio-

nal. No obstante, la guía HM-GGW fabricada con champiñones en una placa de circuito impreso empeora considerablemente las pérdidas, debido a la presencia del dieléctrico y el cobre. Este fenómeno no se produce cuando se emplea una guía GGW completa con champiñones, para la cual las pérdidas se reducen notablemente. No obstante, el diseño de redes en guía muy intrincada con este nuevo tipo de guía resulta más complicado que en el caso de la versión HM-GGW, donde se emplea una superficie completamente uniforme.

Por todo lo expuesto anteriormente, el uso de guías HM-GGW fabricadas en sustrato puede ser muy beneficiosa para el diseño de agrupaciones de antenas con pequeños espaciados. En primer lugar, se ha demostrado que el aislamiento entre ramas es óptimo, lo cual permite el diseño de redes de alimentación con salidas muy cercanas. Por otro lado, la sustitución de pines por champiñones disminuye considerablemente el coste y tiempo de fabricación de la estructura empleando técnicas PCB. Se debe tener en cuenta que la mayor parte del coste de fabricación en las guías gap proviene del mecanizado de los pines. La única desventaja de este tipo de guía proviene de sus mayores pérdidas. No obstante, aún es posible emplearla en pequeñas agrupaciones con buenos valores de eficiencia de radiación, como se demuestra en el siguiente capítulo.

## Capítulo 4

# Diseño de agrupaciones en guía gap

Las antenas juegan un papel cada vez más importante en los sistemas de comunicaciones en la banda de milimétricas. Especialmente en los sistemas de comunicaciones por satélite en movimiento en la banda Ka, existe una necesidad cada vez mayor de dispositivos y antenas de tamaño reducido y bajas pérdidas [73]. La tecnología Gap Waveguide posibilita el diseño de agrupaciones de ranuras de alta directividad y eficiencia de radiación. En este capítulo se propone un ejemplo de diseño para una agrupación de pequeñas dimensiones, pero escalable, empleando la guía HM-GGW con sustrato. Como se ha estudiado en el capítulo anterior, este tipo de guía aporta ventajas importantes en términos de aislamiento y coste de fabricación, siendo éstos dos aspectos fundamentales en el diseño de agrupaciones en la banda Ka.

### 4.1. Diseño con pared magnética

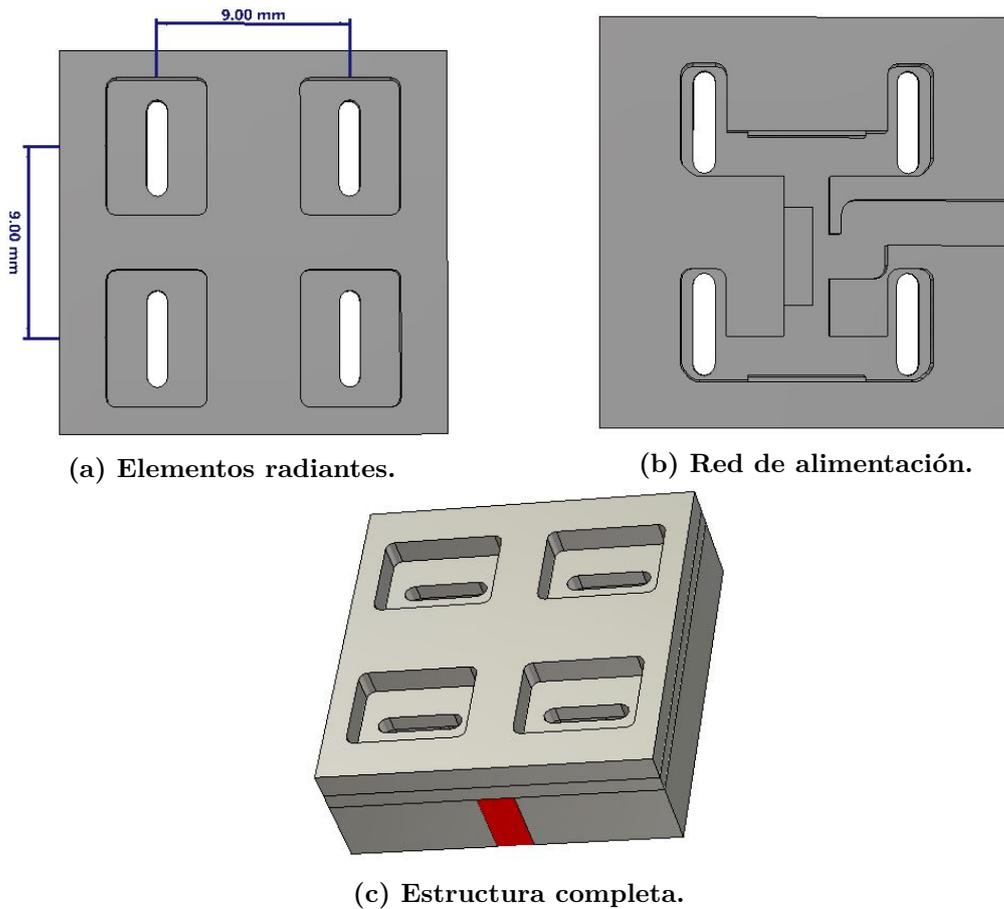
Como prueba de concepto, se va a diseñar una agrupación de  $2 \times 2$  elementos, escalable a tamaños más grandes. La antena emplea una guía de medio modo para alimentar los radiadores. Como se ha demostrado en estudios anteriores [54], este tipo de guías se pueden analizar y diseñar de forma más sencilla y rápida sustituyendo la superficie HIS (pines o champiñones) por una pared magnética ideal en el simulador electromagnético.

Para el diseño de esta antena, se han mantenido las dimensiones de la guía del apartado 3.5, es decir, una guía de 2 mm de ancho y 4 mm de alto. La primera condición impuesta es la distancia que han de tener las ranuras de centro a centro, siendo esta separación de 9 mm ( $0.9\lambda_0$ ), con una base cuadrada de 18 mm de lado. Esta distancia es suficiente para evitar los lóbulos de difracción.

La red de alimentación comienza con una guía de entrada centrada en la base que se introduce entre los radiadores. No obstante, para garantizar una excitación en fase de los elementos, es necesario introducir unos codos. Tras estos giros se encuentra el primer divisor de potencia con un *septum* para mejorar la adaptación. Una vez se pasa del primer divisor, se encuentran otros dos divisores simétricos, que junto a los codos de 90 grados

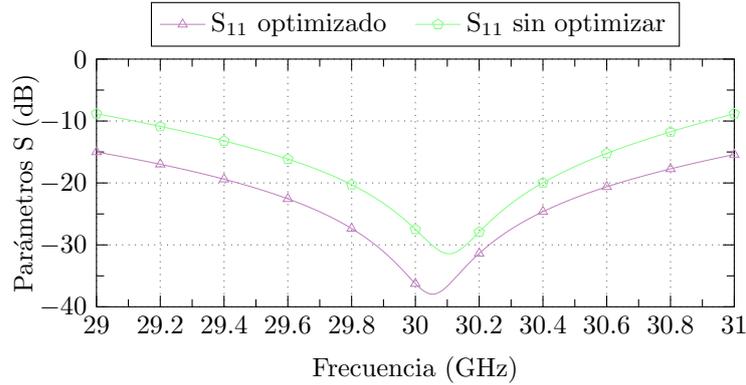
finales, guiarán las ondas a las ranuras para que finalmente haya radiación a través estas. Por último, la tapa superior aloja las ranuras en una una apertura de mayor tamaño para uniformizar el campo y mejorar la adaptación.

Como se ha comentado anteriormente, para agilizar el tiempo de simulación, a este prototipo se le asigna condición de pared magnética en la posición donde se colocaría la superficie de alta impedancia.



**Figura 4.1: Antena  $2 \times 2$  con pared magnética.**

Partiendo de unos valores típicos de las dimensiones involucradas, éstas se optimizan hasta alcanzar los resultados deseados. Principalmente, se toma como objetivo el coeficiente de reflexión en el puerto de entrada ya que se asume que los radiadores están excitados en fase debido a la simetría del problema. Las variables más relevantes a optimizar son la longitud y el ancho de los *septums* y el tamaño de las ranuras y las aperturas que las contienen. Se debe destacar los codos y muchas de las esquinas se han diseñado como chaflanes redondeados, teniendo en cuenta el diámetro de la fresa con la cual se fabricaría la antena. El resultado del parámetro de reflexión se muestra en la Fig. 4.2.



**Figura 4.2: Parámetro  $S_{11}$  optimizado y sin optimizar.**

Con el factor de reflexión ya optimizado, la Fig. 4.3 muestra la distribución del campo eléctrico a lo largo de la red de alimentación y en los elementos radiantes, así como el diagrama de radiación. Se puede comprobar que los elementos están excitados con la misma amplitud. Por otra parte, el lóbulo principal del diagrama presenta un máximo de 13.41 dBi de directividad, junto a los lóbulos secundarios correspondientes a una agrupación de elementos uniforme.

## 4.2. Diseño con champiñones

Una vez diseñada la antena con pared magnética, el siguiente paso es sustituir esta condición ideal por los champiñones en un sustrato real, diseñados para que cumplan la misma función. Estos champiñones son de las mismas dimensiones que en el apartado 3.5, y el sustrato también es el mismo que se ha utilizado previamente.

Como ya se ha analizado en el capítulo anterior, este tipo de guía de medio modo necesita una transición apropiada para obtener una buena adaptación. En este caso se ha optado por excitar la guía a partir de un conector coaxial, aprovechando la fabricación de los champiñones en una placa PCB. Esta opción facilitará la conexión de la antena a otros dispositivos. La antena con la transición se muestra en la Fig. 4.4.

El coaxial elegido posee una impedancia de  $50 \Omega$ , cuyo conductor central está en contacto eléctrico con una tira metálica realizada junto con los champiñones. Debido a las dimensiones del conductor interno del coaxial y el pequeño hueco existente entre las placas, se genera un cortocircuito indeseado por el contacto eléctrico. Para evitarlo, se ha realizado un hueco en la base de aluminio, siendo sus dimensiones optimizables. La tira metálica tiene el mismo ancho y alto que los champiñones, pero se diferencia en la longitud, llegando hasta la guía y estando a una cierta distancia del cortocircuito (la longitud y la distancia al cortocircuito son parámetros optimizables) [1].

Antes de incorporar la transición coaxial al diseño de la antena, se ha simulado y optimizado de forma aislada para minimizar el factor de reflexión. Para ello se ha aplicado una configuración 'back to back', como se muestra en la Fig. 4.4a. Básicamente se replica el diseño de manera simétrica teniendo dos puertos, uno en cada coaxial para así poder ver los parámetros de reflexión y transmisión.

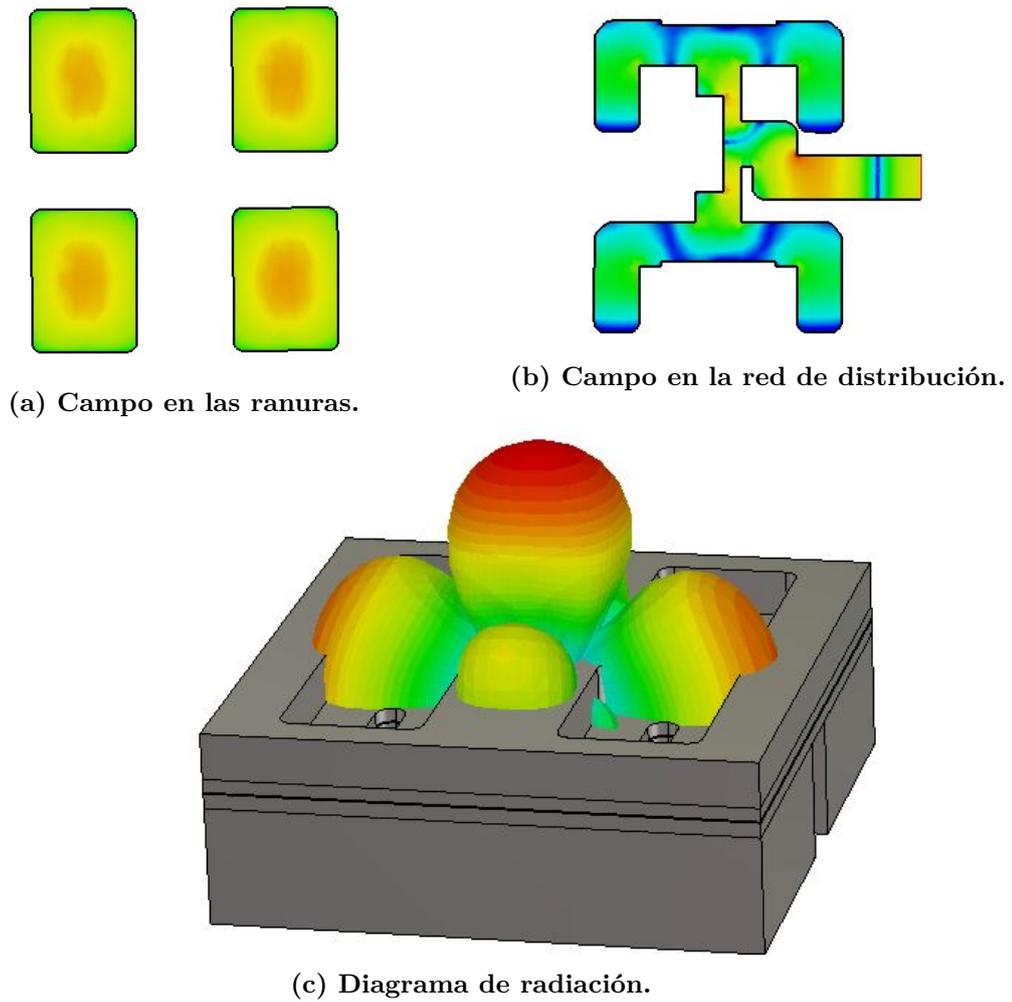


Figura 4.3: Campos y diagrama de radiación de la antena con pared magnética.

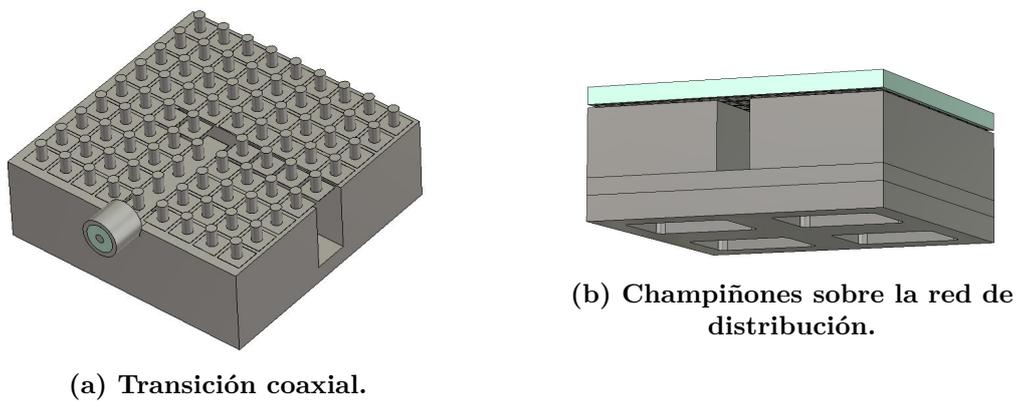
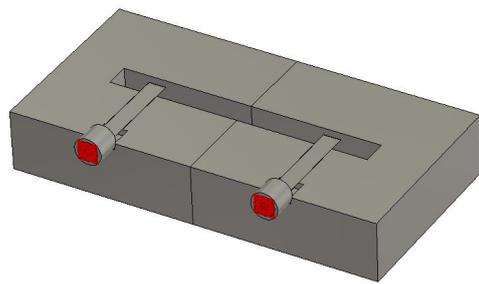
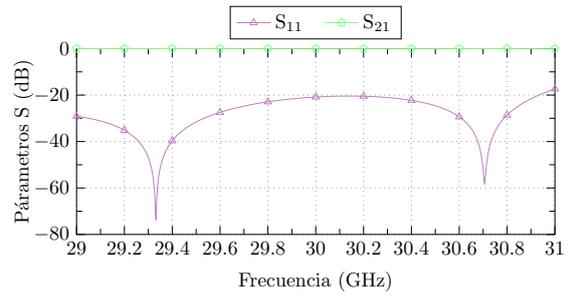


Figura 4.4: Antena completa con champiñones.

Después de optimizar la transición coaxial, se ha conseguido que tenga un factor de reflexión en toda la banda inferior a  $-20$  dB, mientras que el factor de transmisión es



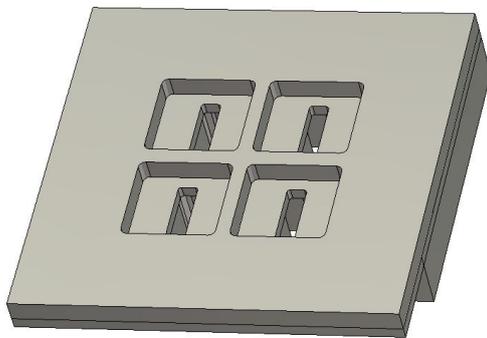
(a) Transición coaxial 'back to back'.



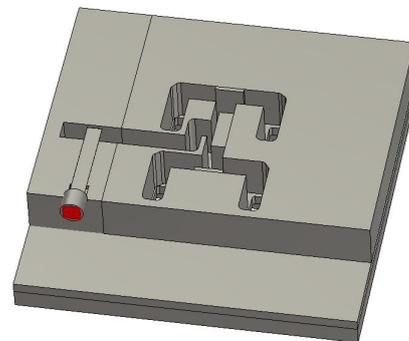
(b) Parámetros S de la transición.

**Figura 4.5: Transición coaxial y sus parámetros S.**

prácticamente de 0 dB en toda la banda de frecuencias, tal y como se muestra en la Fig. 4.5b. La transición optimizada se incorpora a la antena  $2 \times 2$  quedando la estructura como se puede ver en la Fig. 4.8.



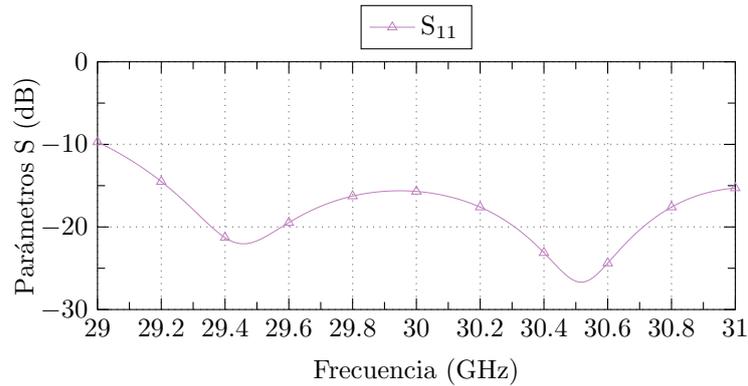
(a) Vista superior de la antena.



(b) Vista inferior de la antena.

**Figura 4.6: Antena completa.**

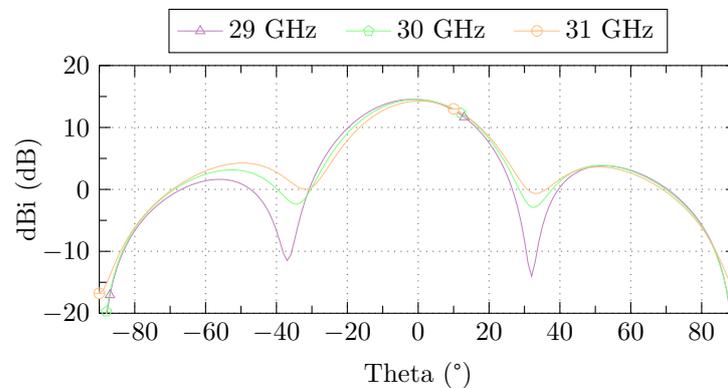
Una vez unida, esta estructura ha sido nuevamente optimizada con el objetivo de que el parámetro  $S_{11}$  quede por debajo de  $-10$  dB en toda la banda, el cual se representa en la Fig. 4.7. Como se puede apreciar, este parámetro está por debajo de  $-15$  dB en casi toda la banda excepto en la parte de las frecuencias más bajas (29-29.2 GHz), en las que está por debajo de  $-10$  dB.



**Figura 4.7: Parámetro  $S_{11}$  de la antena.**

Una vez optimizado los parámetros necesarios para obtener dicho factor de reflexión, se puede ver a continuación la distribución del campo tanto por la red de distribución como en las ranuras, y el diagrama de radiación. Observando este diagrama de radiación se puede apreciar que con los cambios realizados se ha conseguido aumentar la directividad con respecto a 4.1 teniendo ahora 14.5 dBi (a la frecuencia central de 30 GHz). Para conseguir esta diferencia de directividad, el principal cambio realizado es el del tamaño de las aperturas que hay en la tapa superior donde están las ranuras.

También se puede observar la variación de los diagramas de radiación con la frecuencia, en este caso a 29, 30 y 31 GHz. Se puede comprobar que el diagrama de radiación es bastante estable dentro de la banda de operación de la antena.



**Figura 4.9: Diagramas de radiación a distintas frecuencias.**

Estos resultados se han obtenido cuando la antena es ideal, es decir, la estructura esta compuesta por PEC, en lugar de aluminio y cobre, y un sustrato sin pérdidas. Para obtener los parámetros de antena más importantes es necesario simular la antena con los materiales reales, mostrando los resultados en la Tabla 4.1. Se puede comprobar que los parámetros de radiación son bastante estables en la banda y la eficiencia se encuentra alrededor del 95 % a pesar de las pérdidas de los materiales.

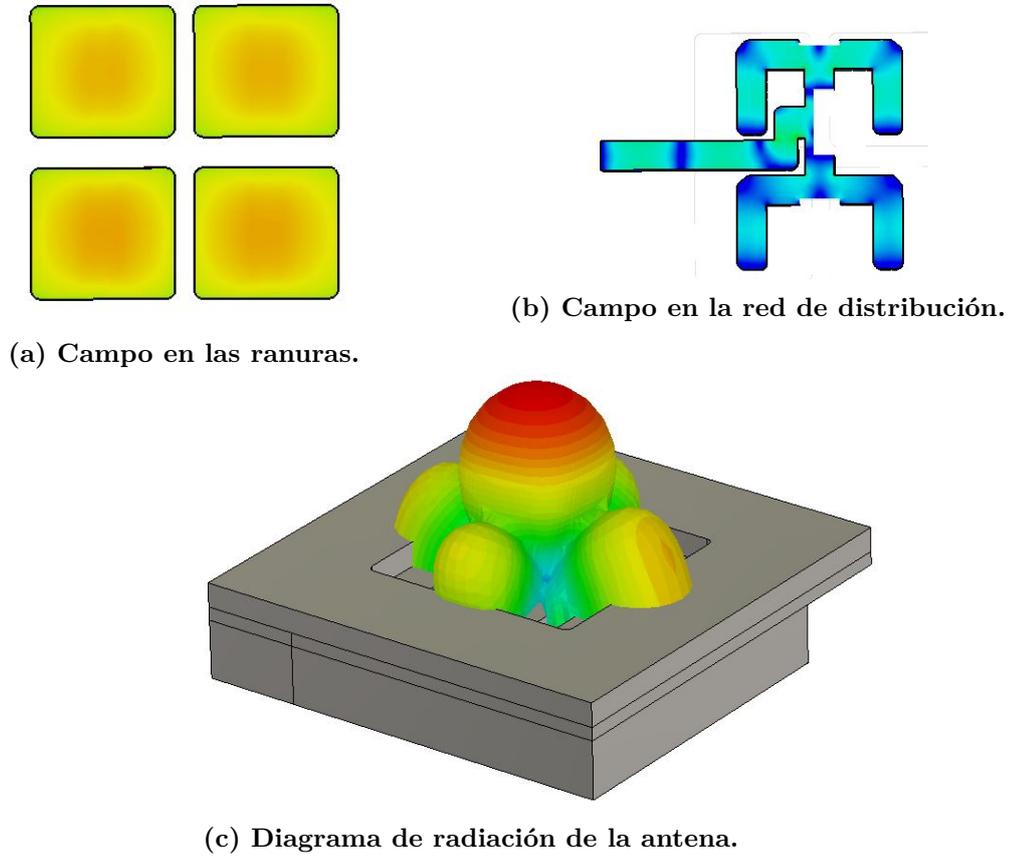


Figura 4.8: Campos y diagrama de radiación en la antenna final.

Frecuencia	29 GHz	30 GHz	31 GHz
NLPS (dB)	10.7	10.7	10.1
Directividad (dBi)	14.55	14.55	14.25
Eficiencia de radiacion (%)	0.9485	0.954	0.937
Eficiencia total (%)	0.8757	0.9297	0.9138
Ganancia (dBi)	14.32	14.34	13.96

Tabla 4.1: Tabla con los parámetros de antenna a distintas frecuencias.

## Capítulo 5

# Conclusiones y líneas futuras

Los objetivos establecidos en este trabajo final se han conseguido alcanzar a lo largo de todo su desarrollo.

En el **Capítulo 1** se ha comentado el estado del arte de los satélites de comunicaciones, así como los diferentes tipos de antenas utilizados para éstos, buscando cada vez frecuencias más altas para conseguir mayor ancho de banda y velocidad de transmisión, y reducir el tamaño de los dispositivos utilizados. También se pueden ver el posible futuro de las comunicaciones, los HAPS, donde se podrían llegar a utilizar estos pequeños dispositivos.

El **Capítulo 2** contiene una explicación de la tecnología Gap Waveguide poniendo en contexto la tecnología utilizada para el diseño y prototipado de las estructuras que hay en este trabajo. Esta explicación va desde cómo se propagan las ondas a nivel físico con los distintos materiales conductores eléctricos y magnéticos, pasando por las distintas partes que componen los diseños, hasta explicar los distintos tipos de guías que se pueden llegar a realizar usando la tecnología GW.

El **Capítulo 3** muestra el estudio de las prestaciones de diferentes guías de onda. A nivel de acoplamiento, la mejor estructura es la guía HM-GGW 3.2, a pesar de que necesite una transición para obtener una buena adaptación. En cuanto a las pérdidas, el modelo GGW con champiñones 3.5 es el que menos introduce, a pesar de que su aplicación a los diseños de antenas sería más compleja.

Para finalizar, en el **Capítulo 4** se emplea la configuración de guía HM-GGW fabricada con PCB para diseñar un ejemplo de agrupación. Este tipo de guía puede simplificar la fabricación de este tipo de antenas con un gran aislamiento en la red de alimentación. En primer lugar, se diseña la antena con un PMC ideal para acelerar el proceso. A continuación se intercambia el PMC por una realización impresa (champiñones), optimizando la estructura. Para ello, es necesario introducir una transición a un conector coaxial convencional que sirva como puerto de entrada. Los resultados son muy satisfactorios y son un punto de partida para el diseño de agrupaciones con un mayor número de elementos, gracias a su arquitectura completamente escalable.

## Lineas futuras

Mediante el estudio de nuevas guías de onda para conformar redes de distribución compactas de antenas, se han identificado desafíos que, aunque no han sido completamente resueltos, se espera que puedan abordarse en el futuro cercano:

- Una línea de investigación prometedora consiste en realizar un estudio exhaustivo de la guía GGW en sustrato, propuesta en la sección 3.5. Dado que, en comparación con los prototipos analizados en este trabajo, este modelo presenta las mínimas pérdidas, se espera lograr una adaptación adecuada y realizar un análisis detallado de los acoplamientos.
- Otra dirección a seguir es la expansión de la antena  $2 \times 2$  a una configuración  $4 \times 4$ , con el objetivo de alcanzar un factor de reflexión similar al de la antena  $2 \times 2$ . Al aumentar el número de aperturas (16 en lugar de 4), se obtendrá una mayor directividad y mejorará el rendimiento general del sistema.
- Por último, se observa que algunas de las guías tienen cierto margen de mejora en términos de adaptación, con unas transiciones más adecuadas. Un análisis futuro permitirá adaptaciones con margen suficiente para eventuales fabricaciones de prototipos.
- En definitiva, el trabajo realizado sienta unas bases sólidas en una línea de trabajo inexplorado hasta el momento en la tecnología Gap Waveguide y que puede tener una gran impacto en diseños futuros y la expansión de la tecnología hacia nuevos horizontes.

# Bibliography

- [1] Alejandro Pérez Guimerá. “New half-mode groove gap waveguide for cost-effective antenna arrays in millimeter-wave applications”. En: (2022).
- [2] *Frecuencia satelital banda ka*. URL: <https://axessnet.com/frecuencia-satelital-banda-ka/>.
- [3] Damián Pla Herliczka. “High-gain receive flat panel antenna for SATCOM in the move in K band”. En: (2022).
- [4] José Manuel Huidobro. “Antenas de telecomunicaciones”. En: *Revista digital de acta* 2 (2013).
- [5] *Slot Array Antenna*. URL: <https://www.linkedin.com/pulse/slot-array-antenna-holiday-zhao>.
- [6] *Is a microstrip patch antenna handheld?* URL: <https://www.quora.com/Is-a-microstrip-patch-antenna-handheld>.
- [7] *Phased Array Beamforming ICs Simplify Antenna Design*. URL: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/phased-array-beamforming-ics-simplify-antenna-design.html>.
- [8] *HAPS, los híbridos entre satélite y dron que usará la ESA para ampliar la exploración y mejorar las comunicaciones*. URL: <https://www.xataka.com/espacio/haps-los-hibridos-entre-satelite-y-dron-que-usara-la-esa-para-ampliar-la-exploracion-y-mejorar-las-comunicaciones>.
- [9] Abbas Mohammed et al. “The Role of High-Altitude Platforms (HAPs) in the Global Wireless Connectivity”. En: *Proceedings of the IEEE* 99.11 (2011), págs. 1939-1953. DOI: 10.1109/JPROC.2011.2159690.
- [10] Pablo Valenzuela Roblero y Fernando Ulloa. “Modelo de Canal para HAPS en la Banda de 28 GHz-40 GHz y con Perturbaciones Atmosféricas”. En: ()
- [11] *Experimental Zephyr drone sets new record for uncrewed flight duration*. URL: <https://www.space.com/airbus-zephyr-drone-long-endurance-flight-record>.
- [12] Julien Gaume et al. “Development of lightweight and flexible c-si photovoltaic modules for the stratobus tm”. En: *2018 IEEE 7th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC)(A Joint Conference of 45th IEEE PVSC, 28th PVSEC & 34th EU PVSEC)*. IEEE. 2018, págs. 3344-3346.
- [13] *HAPS – Sistemas de estaciones en plataformas a gran altitud*. URL: <https://www.itu.int/es/mediacentre/backgrounders/Pages/High-altitude-platform-systems.aspx>.

- [14] Alejandro Valero-Nogueira et al. “Switchable RHCP/LHCP slotted waveguide array antenna for SATCOM on-the-move applications in Ka-band”. En: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*. IEEE. 2014, págs. 2047-2051.
- [15] Jose I Herranz-Herruzo et al. “Low cost switchable RHCP/LHCP antenna for SOTM applications in Ka-band”. En: *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2015, págs. 1-4.
- [16] JI Herranz-Herruzo et al. “LOCOMO satcom terminal: A switchable RHCP/LHCP Array Antenna for on-the-move applications in Ka-band”. En: *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE. 2015, págs. 210-211.
- [17] Antonio Berenguer et al. “A fast analysis method for the groove gap waveguide using transmission line theory”. En: *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2016, págs. 1-5.
- [18] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Groove gap waveguides: A contactless solution for multilayer slotted-waveguide array antenna assembly”. En: *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2016, págs. 1-4.
- [19] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Circularly polarized slotted waveguide array with improved axial ratio performance”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 64.9 (2016), págs. 4144-4148.
- [20] Miguel Ferrando-Rocher et al. “V-band single-layer slot array fed by ridge gap waveguide”. En: *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. IEEE. 2016, págs. 389-390.
- [21] Antonio Berenguer et al. “An effective post-manufactured tuning method for gap waveguide components”. En: *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*. IEEE. 2016, págs. 493-494.
- [22] Tony Makdissy et al. “‘Phoenix’ reflectarray unit cell with reduced size and inductive loading”. En: *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 10.12 (2016), págs. 1363-1370.
- [23] Miguel Ferrando-Rocher, Alejandro Valero-Nogueira y Jose I Herranz-Herruzo. “New feeding network topologies for high-gain single-layer slot array antennas using gap waveguide concept”. En: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2017, págs. 1654-1657.
- [24] Miguel Ferrando-Rocher et al. “A dual-polarized slotted-waveguide antenna based on gap waveguide technology”. En: *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2017, págs. 3726-3727.
- [25] Jose I Herranz-Herruzo et al. “Low-cost Ka-band switchable RHCP/LHCP antenna array for mobile SATCOM terminal”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 66.5 (2018), págs. 2661-2666.
- [26] M Ferrando-Rocher et al. “Satcom on-the-move antenna with mechanically switchable circular polarization”. En: (2017).
- [27] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Performance assessment of gap-waveguide array antennas: CNC milling versus three-dimensional printing”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 17.11 (2018), págs. 2056-2060.

- 
- [28] Miguel Ferrando-Rocher et al. "Single-layer dual-band subarray for 20/30 ghz using gap waveguide technology". En: *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE. 2018, págs. 1097-1098.
- [29] Eva Rajo-Iglesias, Miguel Ferrando-Rocher y Ashraf Uz Zaman. "Gap waveguide technology for millimeter-wave antenna systems". En: *IEEE Communications Magazine* 56.7 (2018), págs. 14-20.
- [30] Daniel Sánchez-Escuderos et al. "Dual-polarized frequency selective surface for SOTM applications". En: (2018).
- [31] Miguel Ferrando-Rocher et al. "Design of broadband gap waveguide transitions for millimeter-wave antenna arrays". En: *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*. IEEE. 2018, págs. 1521-1524.
- [32] Daniel Sánchez-Escuderos et al. "Linear to circular FSS transformer for dual-polarized applications". En: *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE. 2018, págs. 2053-2054.
- [33] Miguel Ferrando-Rocher et al. "Flatness enhancement of gap waveguide slot arrays using a ribbed-grid plate". En: *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. IEEE. 2018, págs. 419-420.
- [34] Mariano Baquero-Escudero et al. "Compact combline filter embedded in a bed of nails". En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 67.4 (2019), págs. 1461-1471.
- [35] Miguel Ferrando-Rocher et al. "60 GHz single-layer slot-array antenna fed by groove gap waveguide". En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 18.5 (2019), págs. 846-850.
- [36] Miguel Ferrando-Rocher et al. "8×8 Ka-Band Dual-Polarized Array Antenna Based on Gap Waveguide Technology". En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 67.7 (2019), págs. 4579-4588.
- [37] Miguel Ferrando-Rocher et al. "Full-metal K-Ka dual-band shared-aperture array antenna fed by combined ridge-groove gap waveguide". En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 18.7 (2019), págs. 1463-1467.
- [38] Miguel Ferrando-Rocher et al. "Compact k/ka dual-band antenna on gap waveguide technology". En: *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2019, págs. 1-4.
- [39] Daniel Sánchez-Escuderos et al. "Single-Layer Dual-Band Slot-Array Antenna in Gap Waveguide Technology". En: *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2019, págs. 1-4.
- [40] Miguel Ferrando-Rocher, Alejandro Valero-Nogueira y Jose I Herranz-Herruzo. "K/-ka dual-band dual-polarized gap waveguide array antenna". En: *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*. IEEE. 2019, págs. 663-664.
- [41] Daniel Sánchez-Escuderos et al. "Grating lobes reduction using a multilayer frequency selective surface on a dual-polarized aperture array antenna in Ka-Band". En: *IEEE Access* 8 (2020), págs. 104977-104984.
-

- [42] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Dual circularly polarized aperture array antenna in gap waveguide for high-efficiency Ka-band satellite communications”. En: *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 1 (2020), págs. 283-289.
- [43] Miguel Ferrando-Rocher et al. “A novel circularly-polarized t-shaped slot array antenna in ka-band”. En: *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2020, págs. 1-3.
- [44] Daniel Sánchez-Escuderos et al. “Mechanical phase shifter in gap-waveguide technology”. En: *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2020, págs. 1-5.
- [45] Miguel Ferrando-Rocher. “Gap waveguide array antennas and corporate-feed networks for mm-wave band applications”. Tesis doct. Universitat Politècnica de València, 2018.
- [46] Daniel Sánchez-Escuderos et al. “True-time-delay mechanical phase shifter in gap waveguide technology for slotted waveguide arrays in Ka-band”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69.5 (2020), págs. 2727-2740.
- [47] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Dual-band single-layer slot array antenna fed by K/Ka-band dual-mode resonators in gap waveguide technology”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 20.3 (2021), págs. 416-420.
- [48] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Selective laser sintering manufacturing as a low cost alternative for flat-panel antennas in millimeter-wave bands”. En: *IEEE Access* 9 (2021), págs. 45721-45729.
- [49] Miguel Ferrando-Rocher, Jose Ignacio Herranz-Herruzo y Alejandro Valero-Nogueira. “Wideband Coffee-Bean Shaped Radiating Element for Circularly-Polarized Waveguide Slot Arrays”. En: *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. 2021.
- [50] Aitor Morales-Hernández et al. “Design Strategy and Considerations to Improve Corona Discharge Breakdown in Groove Gap Waveguides”. En: *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2021.
- [51] Miguel Ferrando-Rocher et al. “A Ka-band Compact Single-Layer Gap Waveguide Monopulse Slot Array Antenna”. En: *XXXIV General Assembly and Scientific Symposium (GASS) of the International Union of Radio Science*. IEEE. 2021.
- [52] Jose I Herranz-Herruzo et al. “Novel asymmetric t-shaped radiating element for circularly-polarized waveguide slot arrays”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69.11 (2021), págs. 7452-7461.
- [53] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Switchable T-slot for dual-circularly-polarized slot-array antennas in Ka-band”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 20.10 (2021), págs. 1953-1957.
- [54] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Half-mode waveguide based on gap waveguide technology for rapid prototyping”. En: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 32.2 (2021), págs. 117-120.
- [55] Jose I Herranz-Herruzo et al. “High-Efficiency Ka-Band Circularly Polarized Radial-Line Slot Array Antenna on a Bed of Nails”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 70.5 (2021), págs. 3343-3353.

- 
- [56] Aitor Morales-Hernández et al. “Peak power handling capability in groove gap waveguide filters based on horizontally polarized resonators and enhancement solutions”. En: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 32.7 (2022), págs. 859-862.
- [57] Carlos Vazquez-Sogorb et al. “A Gap Waveguide-Based  $2 \times 2$  Circularly-polarized Monopulse Antenna Array”. En: *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE. 2022, págs. 1-3.
- [58] Miguel Ferrando-Rocher et al. “Single-layer sequential rotation network in gap waveguide for a wideband low-profile circularly polarized array antenna”. En: *IEEE Access* 10 (2022), págs. 62157-62163.
- [59] Miguel Ferrando-Rocher et al. “A Half-Mode Groove Gap Waveguide for Single-Layer Antennas in the Millimeter-Wave Band”. En: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 21.12 (2022), págs. 2402-2406.
- [60] Jose I Herranz-Herruzo, Miguel Ferrando-Rocher y Alejandro Valero-Nogueira. “Multimode Coupled Slots for Wideband Circularly-Polarized mm-Wave All-Metal Antennas”. En: *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*. IEEE. 2022, págs. 399-400.
- [61] Jose I Herranz-Herruzo et al. “Wideband Circularly-Polarized Mm-Wave Array Antenna Using H-shaped Low-Axial-Ratio Apertures”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (2023).
- [62] Per-Simon Kildal et al. “Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 38.10 (1990), págs. 1537-1544.
- [63] Eva Rajo-Iglesias et al. “Gap waveguide technology”. En: *Surface electromagnetics: with applications in antenna, microwave, and optical engineering*. Cambridge Univ. Press, 2019, págs. 198-230.
- [64] Miguel Ferrando Rocher. “Gap Waveguide Array Antennas and Corporate-Feed Networks for mm-Wave band Applications”. Tesis doct. Universitat Politècnica de València, 2018.
- [65] Luis Fernando Herrán, Astrid Algaba Brazalez y Eva Rajo-Iglesias. “Ka-band planar slotted waveguide array based on groove gap waveguide technology with a glide-symmetric hole metasurface”. En: *Scientific Reports* 11.1 (2021), págs. 1-9.
- [66] Elena Pucci. *Gap waveguide technology for millimeter wave applications and integration with antennas*. Chalmers Tekniska Hogskola (Sweden), 2013.
- [67] Esperanza Alfonso et al. “Design of microwave circuits in ridge-gap waveguide technology”. En: *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. IEEE. 2010, págs. 1544-1547.
- [68] Eva Rajo-Iglesias y Per-Simon Kildal. “Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off”. En: *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. IEEE. 2010, págs. 1-4.
- [69] Antonio Berenguer et al. “Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff”. En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 64.1 (2015), págs. 27-36.
-

- [70] Clifford Sibanda. “Design and optimization of gap waveguides components through space mapping”. Tesis doct. Stellenbosch: Stellenbosch University, 2018.
- [71] Astrid Algaba Brazalez et al. “Design and validation of microstrip gap waveguides and their transitions to rectangular waveguide, for millimeter-wave applications”. En: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.12 (2015), págs. 4035-4050.
- [72] Elena Pucci et al. “New low loss inverted microstrip line using gap waveguide technology for slot antenna applications”. En: *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. IEEE. 2011, págs. 979-982.
- [73] Miguel Ferrando-Rocher. “Explorando las prestaciones y ventajas de la Half-Groove Gap Waveguide”. En: (2022).