

Investigación y aplicación de la tecnología gap waveguide a redes de alimentación para antenas en banda Ku

Irene Villar Gómara

Máster en Ingeniería
de Telecomunicación



MÁSTERES
DE LA UAM
2017 - 2018

Escuela Politécnica Superior

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

**Investigación y aplicación de la
tecnología gap waveguide a redes de
alimentación para antenas en banda
Ku.**

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

**Autor: Villar Gómara, Irene
Tutor: García Marín, Eduardo
Ponente: Masa Campos, José Luis**

Junio, 2018

Investigación y aplicación de la tecnología gap waveguide a redes de alimentación para antenas en banda Ku.

AUTOR: Irene Villar Gómara

TUTOR: Eduardo García Marín

PONENTE: José Luis Masa Campos

Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones (TEC)

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio de 2018



Resumen

Debido a los grandes avances tecnológicos de las potenciales aplicaciones comerciales, como las comunicaciones por satélite o las comunicaciones móviles, surge la necesidad de tener mayores anchos de banda, por lo que es necesario recurrir a frecuencias más altas que las utilizadas en los sistemas actuales. En muchas ocasiones, los diseños de antena son multicapa y asegurar el contacto físico entre las mismas es imprescindible para el correcto funcionamiento del dispositivo, cosa que se complica conforme aumenta la frecuencia ya que las dimensiones de los dispositivos se reducen y técnicas sencillas como la unión con tornillos ya no son prácticas porque ni siquiera caben en estructuras tan pequeñas.

Este Trabajo Fin de Máster tiene como objetivo diseñar e implementar una red de alimentación en tecnología *gap waveguide*, para una antena multicapa ya disponible, para solventar el problema existente con el contacto físico entre capas. El diseño se basa en un array 8x8 de cavidades radiantes con polarización circular y red de alimentación corporativa en guía de onda convencional que opera a 17 GHz.

El trabajo muestra las medidas obtenidas, en adaptación y radiación, de la antena en *gap waveguide* fabricada en aluminio mediante la técnica de fresado, así como su comparación con la antena disponible y con las simulaciones. En los resultados se muestra el comportamiento de ambas antenas, la diseñada en *gap waveguide* y la disponible, provocando un mal contacto entre capas mediante la introducción de arandelas entre estas.

Palabras clave

Antena multicapa, red de alimentación corporativa, red paralelo, guía de onda rectangular, gap waveguide, groove gap waveguide, polarización circular.

Abstract

Due to the great technological advances of the potential commercial applications, such as satellite communications or mobile communications, there is a need to have greater bandwidths, so it is necessary to resort to higher frequencies than those used in current systems. In many occasions, the antenna designs are multi-layered and ensuring physical contact between them is essential for the proper functioning of the device, which is complicated as the frequency increases as the dimensions of the devices are reduced and simple techniques such as the union with screws they are no longer practical because they do not even fit into such small structures.

This Master's Thesis aims to design and implement a corporate network gap waveguide technology, for a multilayer antenna already available, to solve the existing problem with physical contact between layers. The design is based on an 8x8 array of radiant cavities with circular polarization and a corporate-feed network in a conventional waveguide operating at 17 GHz.

The work shows the measurements obtained, in adaptation and radiation, of the waveguide antenna made in aluminium by the milling technique, as well as its comparison with the available antenna and with the simulations. The results show the behaviour of both antennas, the one designed in gap waveguide and the one available, causing a bad contact between layers through the introduction of washers between them.

Keywords

Multilayer antenna, corporate-feed network, parallel network, rectangular waveguide, gap waveguide, groove gap waveguide, circular polarization.

Agradecimientos

Parecía que este momento no iba a llegar nunca, pero aquí estoy, escribiendo las últimas líneas de este trabajo, terminando mi etapa universitaria. Por eso, quería agradecer a todas esas personas que han estado ahí y que me han apoyado.

En primer lugar, quería dar las gracias a mi tutor, Edu. Aunque me haya abandonado en esta última etapa del camino por una llamativa estancia en Colorado (ejem ejem), ha hecho todo lo posible para que su ausencia no se notara. Por haberme atendido todas y cada una de las veces que cruzaba el pasillo para alguna de mis dudas y acompañarme en esos largos ratos poniendo y quitando tornillos y arandelas.

Gracias también a mi ponente José Luis, por darme la oportunidad de hacer este Trabajo Fin de Máster con él y por haberme ayudado tanto en la búsqueda de las prácticas. Sin sus pinceladas este trabajo no sería lo mismo.

A mis amigos y compañeros. Tanto a los que habéis estado ahí siempre como los que habéis ido apareciendo en el camino. Gracias por los viajes, las charlas, los cotilleos de sobremesa e incluso por las horas pasadas en la universidad haciendo prácticas interminables.

A Dani, por aguantarme en mis más y en mis menos, por apoyarme incondicionalmente y por dejar que me desahogue siempre que lo he necesitado. Sobran las palabras para agradecerte todo lo que has hecho por mí.

Por último pero no menos importante, a mis padres y hermanas, ya que sin ellos nada de esto habría sido posible. Gracias por todo el apoyo y la confianza, y por escucharme hablar de este trabajo aunque no entendierais ni una palabra.

A todos vosotros, os dedico este trabajo. Pero especialmente quiero dedicárselo a mis abuelos, Carmen y Arcadio, que pudieron ver el principio pero no el final de este camino. Sé que no podrían estar más orgullosos.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 OBJETIVOS	2
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	2
2 ESTADO DEL ARTE.....	3
2.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS.....	3
2.2 PARÁMETROS DE UNA ANTENA	3
2.2.1 <i>Parámetros de dispersión</i>	3
2.2.2 <i>Diagrama de radiación</i>	4
2.2.3 <i>Ganancia y directividad</i>	6
2.2.4 <i>Polarización</i>	6
2.3 ARRAY DE ANTENAS.....	7
2.4 RED DE ALIMENTACIÓN	8
2.5 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	9
2.5.1 <i>Modos de propagación</i>	10
2.6 TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE	12
2.6.1 <i>Superficies soft y hard</i>	12
2.6.2 <i>Teoría de la Gap Waveguide</i>	13
2.6.3 <i>Tipos de Gap Waveguide</i>	15
3 DISEÑO.....	19
3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS	19
3.2 CELDA UNIDAD	22
3.3 GROOVE GAP WAVEGUIDE	24
3.4 RED DE ALIMENTACIÓN	28
3.4.1 <i>Diseño de pines auxiliares</i>	28
3.4.2 <i>Divisor de potencia en T</i>	29
3.4.3 <i>Divisor de potencia en H</i>	35
3.4.4 <i>Entrada en transición vertical</i>	36
3.4.5 <i>Integración de la red de alimentación</i>	38
3.4.6 <i>Integración con elementos radiantes</i>	41
3.5 CAVIDADES DISTRIBUIDORAS	46
3.6 INTEGRACIÓN DE LA ANTENA COMPLETA	49
4 CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA	53
4.1 GUÍA DE ONDA	53
4.2 DIVISOR DE POTENCIA EN T.....	55
4.3 RED DE ALIMENTACIÓN COMPLETA EN GAP WAVEGUIDE.....	58
5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	67
5.1 CONCLUSIONES	67
5.2 TRABAJO FUTURO	68
REFERENCIAS.....	69
GLOSARIO	71
ANEXOS.....	I
A. CST MICROWAVE STUDIO	I
B. VALORES INTERMEDIOS DE LA RED	III
C. PLANOS DE LOS PROTOTIPOS CONSTRUIDOS.....	V
C.1 GROOVE GAP WAVEGUIDE	V
C.2 DIVISOR DE POTENCIA EN T	VI

C.3	RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.....	VII
C.4	CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.....	VIII
D.	MEDIDAS	IX
D.1	MEDIDA DE PARÁMETROS S	IX
D.2	MEDIDA EN RADIACIÓN	X

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1. EVOLUCIÓN DEL NÚMERO DE USUARIOS DE DATOS MÓVILES E INTERNET (2005-2017).	1
FIGURA 2.1. PARÁMETROS S. ONDAS INCIDENTES Y REFLEJADAS.	4
FIGURA 2.2. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS.	5
FIGURA 2.3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN COORDENADAS CARTESIANAS.	5
FIGURA 2.4. POLARIZACIÓN.	7
FIGURA 2.5. EJEMPLO DE ARRAY DE ANTENAS. ARRAY DE RANURAS.	7
FIGURA 2.6. RED DE ALIMENTACIÓN CON CONFIGURACIÓN SERIE.	9
FIGURA 2.7. RED DE ALIMENTACIÓN CON CONFIGURACIÓN PARALELO.	9
FIGURA 2.8. GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	10
FIGURA 2.9. TIRAS PEC/PMC EN UNA SUPERFICIE MIXTA <i>SOFT Y HARD</i> .	13
FIGURA 2.10. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LAS GUÍAS GW.	14
FIGURA 2.11. SUPERFICIES EBG A) CAMA DE PINES Y B) MUSHROOMS.	14
FIGURA 2.12. DIMENSIONES DE LOS PINES.	15
FIGURA 2.13. DIFERENTES TIPOS DE GUÍAS ESTRUCTURADAS BASADAS EN CAMAS DE PINES: A) RGW, B) GGW Y C) MGW.	15
FIGURA 2.14. ESTRUCTURA DE UNA RIDGE GAP WAVEGUIDE (RGW).	15
FIGURA 2.15. GROOVE GAP WAVEGUIDE CON A) POLARIZACIÓN VERTICAL Y B) POLARIZACIÓN HORIZONTAL.	16
FIGURA 2.16. ESTRUCTURA DE UNA MICROSTRIP GAP WAVEGUIDE A) IDEAL Y B) CON ESTRUCTURA EBG.	16
FIGURA 3.1. SISTEMA DBS (DIRECT BROADCAST SATELLITE).	19
FIGURA 3.2. CARTA DE MODOS DE UNA GUÍA DE ONDA DE DIMENSIONES $a = 11 \text{ mm}$ Y $b = 5.5 \text{ mm}$.	20
FIGURA 3.3. CAPAS QUE COMPOEN LA ANTENA DISPONIBLE Y SUS DIMENSIONES.	20
FIGURA 3.4. CAPAS QUE COMPOEN LA ANTENA DISPONIBLE: A) ELEMENTOS RADIANTES, B) CAVIDADES DISTRIBUIDORAS Y C) RED DE ALIMENTACIÓN EN PARALELO.	21
FIGURA 3.5. GANANCIA MEDIDA DE LA ANTENA DISPONIBLE FABRICADA EN IMPRESORA 3D EN PLÁSTICO CON PINTURA METALIZADA EN COBRE Y GANANCIA MEDIDA DE LA ANTENA FABRICADA EN ALUMINIO.	21
FIGURA 3.6. CELDA UNIDAD DE LA CAMA DE PINES.	22
FIGURA 3.7. LÍMITES SUPERIOR E INFERIOR DE LA STOPBAND EN FUNCIÓN DEL GAP EN λ_0 , CON UNA RELACIÓN W/P DE $0.5\lambda_0$, CON LA FRECUENCIA NORMALIZADA A $f_0 = 17 \text{ GHz}$.	23
FIGURA 3.8. LÍMITES SUPERIOR E INFERIOR DE LA STOPBAND EN FUNCIÓN DEL RATIO ENTRE EL ANCHO DEL PIN, W, Y EL PERIODO, P, EN λ_0 , CON UN GAP DE $0.04\lambda_0$, PARA DIFERENTES PERIODOS P Y UNA ANCHURA DE PIN W VARIABLE, CON LA FRECUENCIA NORMALIZADA A $f_0 = 17 \text{ GHz}$.	23
FIGURA 3.9. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DE UNA CAMA DE PINES INFINITA CON $gap = 0.04\lambda_0$, $w = 0.14\lambda_0$ Y $p = 0.3\lambda_0$.	24
FIGURA 3.10. CELDA UNIDAD DE LA GGW.	24
FIGURA 3.11. DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DE LA GROOVE GAP WAVEGUIDE DE LA FIGURA 3.10.	25
FIGURA 3.12. CONDICIONES DE CONTORNO DE LA GROOVE GAP WAVEGUIDE.	25
FIGURA 3.13. ILUSTRACIÓN DE LA LOCALIZACIÓN DEL PUERTO.	26
FIGURA 3.14. VISTA SUPERIOR DEL CAMPO ELÉCTRICO, E_y , SOBRE LA GUÍA PARA $f_0 = 17 \text{ GHz}$, PARA UNA, DOS Y TRES HILERAS DE PINES.	26
FIGURA 3.15. COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN, S_{21} , DE LA GGW PARA 1, 2 Y 3 HILERAS DE PINES A LOS LADOS Y DE UNA GUÍA DE ONDA CONVENCIONAL.	27
FIGURA 3.16. COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN, S_{11} , DE LA GGW PARA 1, 2 Y 3 HILERAS DE PINES A LOS LADOS Y DE UNA GUÍA DE ONDA CONVENCIONAL.	27
FIGURA 3.17. SUBDIVISIONES DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVA QUE SE VA A DISEÑAR POR SEPARADO.	28
FIGURA 3.18. REDISEÑO DE PINES PARA LAS ZONAS MÁS ESTRECHAS DE LA RED. ZONAS DE A) 4.37 MM DE ANCHO Y B) DE 4.82 MM DE ANCHO.	29
FIGURA 3.19. DIVISOR DE POTENCIA EN T CON UN PIN EN LA BIFURCACIÓN COMO DISCONTINUIDAD.	30
FIGURA 3.20. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE EL PIN DE LA BIFURCACIÓN Y LA PARED DEL FONDO, s_2 , PARA UNA ANCHURA DE PIN DE 2 MM.	30
FIGURA 3.21. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DEL ANCHO DEL PIN DE LA BIFURCACIÓN PARA $s_2 = 2 \text{ mm}$.	30
FIGURA 3.22. DIVISOR DE POTENCIA EN T CON ESTRECHAMIENTOS EN LA ENTRADA.	31
FIGURA 3.23. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DEL TAMAÑO DE LA VENTANA DEL PRIMER ESTRECHAMIENTO A LA ENTRADA, SIN EL ESTRECHAMIENTO DE LA SEGUNDA VENTANA.	31

FIGURA 3.24. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DEL TAMAÑO DE LA VENTANA DEL SEGUNDO ESTRECHAMIENTO A LA ENTRADA, FIJANDO EL VALOR DE LA PRIMERA VENTANA.	32
FIGURA 3.25. DIVISOR DE POTENCIA EN T CON DESPLAZAMIENTO EN LOS PINES DEL FONDO.	32
FIGURA 3.26. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN DE LOS PINES DEL FONDO.	33
FIGURA 3.27. ADAPTACIÓN DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN DE LOS PINES LATERALES DEL FONDO.	33
FIGURA 3.28. ESTRUCTURA Y DISCONTINUIDADES DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN GW.	34
FIGURA 3.29. ADAPTACIÓN SIMULADA DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T CON DISCONTINUIDADES.	34
FIGURA 3.30. A) REPARTO DE POTENCIA Y B) DIFERENCIA DE FASE SIMULADAS DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T.	34
FIGURA 3.31. ESTRUCTURA Y DISCONTINUIDADES DEL DIVISOR DE POTENCIA EN H EN GW.	35
FIGURA 3.32. ADAPTACIÓN SIMULADA DEL DIVISOR DE POTENCIA EN H.	35
FIGURA 3.33. A) REPARTO DE POTENCIA Y B) DIFERENCIA DE FASE SIMULADOS DEL DIVISOR DE POTENCIA EN H.	36
FIGURA 3.34. VISTA SUPERIOR DE LA SECCIÓN DE ENTRADA DE LA WR-51 A LA ANTENA.	36
FIGURA 3.35. ADAPTACIÓN SIMULADA DE LA ENTRADA EN TRANSICIÓN VERTICAL.	37
FIGURA 3.36. A) REPARTO DE POTENCIA Y B) DIFERENCIA DE FASE SIMULADOS EN LA ENTRADA EN TRANSICIÓN VERTICAL.	37
FIGURA 3.37. ESTRUCTURA DE LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.	38
FIGURA 3.38. ADAPTACIÓN SIMULADA DE LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	38
FIGURA 3.39. A) REPARTO DE POTENCIA Y B) DIFERENCIA DE FASE SIMULADOS EN LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN.	38
FIGURA 3.40. RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.	39
FIGURA 3.41. ADAPTACIÓN SIMULADA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN CON PUERTOS DE SALIDA.	39
FIGURA 3.42. A) REPARTO DE POTENCIA Y B) DIFERENCIA DE FASE SIMULADOS EN LA RED DE ALIMENTACIÓN CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.	40
FIGURA 3.43. ACOPLO DE SEÑAL DESDE EL MODO FUNDAMENTAL HACIA LOS CINCO PRIMEROS MODOS SUPERIORES DE LA GUÍA, PARA LA RED DE ALIMENTACIÓN DE LA FIGURA 3.40.	40
FIGURA 3.44. SUBARRAY 2X2 ALIMENTADO POR UN DIVISOR COMPACTO Y UN TRAMO DE GUÍA EN GW.	41
FIGURA 3.45. ESTRUCTURA Y DIMENSIONES CON EL PIN DE ACOPLO DEBAJO DE LA RANURA A) VISTO DESDE ARRIBA Y B) VISTO DESDE ABAJO.	41
FIGURA 3.46. ADAPTACIÓN SIMULADA DEL SUBARRAY 2X2 CON Y SIN EL PIN DEBAJO DE LA RANURA.	42
FIGURA 3.47. DIVISOR DE POTENCIA EN H CON EL PIN DE ACOPLO Y LOS ELEMENTOS RADIANTES A) PERSPECTIVA DESDE ARRIBA Y B) PERSPECTIVA DESDE ABAJO.	42
FIGURA 3.48. ADAPTACIÓN SIMULADA DEL SUBARRAY 4X4 ALIMENTADO CON EL DIVISOR DE POTENCIA EN H DISEÑADO EN GW.	43
FIGURA 3.49. ESTRUCTURA DE LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON LOS PINES DE ACOPLO Y LOS ELEMENTOS RADIANTES.	43
FIGURA 3.50. ADAPTACIÓN SIMULADA DEL SUBARRAY 4X8 ALIMENTADO CON LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.	44
FIGURA 3.51. ESTRUCTURA DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW COMPLETA.	44
FIGURA 3.52. ADAPTACIÓN SIMULADA DE LA ANTENA CON LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.	45
FIGURA 3.53. COMPARACIÓN DIAGRAMA DE RADIACIÓN TEÓRICO Y SIMULADO A 17 GHz CON LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.	46
FIGURA 3.54. AXIAL RATIO EN BROADSIDE DE LA ANTENA CON LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW.	46
FIGURA 3.55. ELEMENTO UNITARIO CON LA CAPA DE CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.	47
FIGURA 3.56. CAVIDAD DISTRIBUIDORA EN A) GW Y B) CAVIDAD DISTRIBUIDORA CONVENCIONAL.	47
FIGURA 3.57. CAMPO ELÉCTRICO E_y SOBRE LA CAVIDAD DISTRIBUIDORA EN GW PARA A) $t_c = 3.5$ MM Y B) $t_c = 4$ MM.	47
FIGURA 3.58. ADAPTACIÓN DEL SUBARRAY 2X2 CON LA CAPA DE CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW PARA ALIMENTACIÓN EN GUÍA DE ONDA CONVENCIONAL O EN TECNOLOGÍA GW.	48
FIGURA 3.59. ARRAY 4X4 CON LA RED DE ALIMENTACIÓN Y LAS CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.	48
FIGURA 3.60. ACOPLO SIMULADO EN LAS CAVIDADES DISTRIBUIDORAS CONTIGUAS EN GW.	49
FIGURA 3.61. CAPA DE CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.	49
FIGURA 3.62. ADAPTACIÓN SIMULADA DE TODAS LAS COMBINACIONES DE CAPAS DE LA ANTENA.	50
FIGURA 3.63. DIAGRAMA DE RADIACIÓN A 17 GHz DE LA ANTENA CON LA RED DE ALIMENTACIÓN Y LAS CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.	50
FIGURA 3.64. AR DE LA ANTENA CON LA RED DE ALIMENTACIÓN Y LAS CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW.	51

FIGURA 4.1. GGW PREPARADA PARA SU CONSTRUCCIÓN.	53
FIGURA 4.2. GGW FABRICADA EN ALUMINIO.....	53
FIGURA 4.3. MEDIDA DE LA GGW CON EL ANALIZADOR DE REDES.....	54
FIGURA 4.4. COMPARACIÓN DE LA ADAPTACIÓN SIMULADA CON LA MEDIDA DE LA GGW.	54
FIGURA 4.5. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO S₂₁ SIMULADO CON EL MEDIDO DE LA GGW.....	55
FIGURA 4.6. DIVISOR DE POTENCIA EN T PREPARADO PARA SU CONSTRUCCIÓN.	55
FIGURA 4.7. DIVISOR DE POTENCIA EN T FABRICADO EN ALUMINIO.....	56
FIGURA 4.8. MEDIDA DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T CON EL ANALIZADOR DE REDES.	56
FIGURA 4.9. COMPARACIÓN DE LA ADAPTACIÓN SIMULADA CON LA MEDIDA DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T.....	57
FIGURA 4.10. COMPARACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN, S₂₁ Y S₃₁ , SIMULADOS CON LOS MEDIDOS DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T.....	57
FIGURA 4.11. A) RED DE ALIMENTACIÓN Y B) CAVIDADES DISTRIBUIDORAS FABRICADAS EN ALUMINIO.....	58
FIGURA 4.12. COMPARACIÓN DE ADAPTACIÓN DE SIMULACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA DISPONIBLE CON LA NUEVA ANTENA.....	58
FIGURA 4.13. COMPARACIÓN DE LA GANANCIA DE SIMULACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA DISPONIBLE CON LA NUEVA ANTENA.....	59
FIGURA 4.14. COMPARACIÓN DEL AXIAL RATIO DE SIMULACIÓN Y MEDIDA DE LA ANTENA DISPONIBLE CON LA NUEVA ANTENA.....	59
FIGURA 4.15. ANTENA CONSTRUIDA EN LA CÁMARA ANECOICA.....	60
FIGURA 4.16. DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A 17 GHz MEDIDO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW, LAS CAVIDADES DISTRIBUIDORAS EN GW Y LOS ELEMENTOS RADIANTES.....	60
FIGURA 4.17. SIMULACIÓN CONTRA MEDIDA – GANANCIAS Y EFICIENCIAS DE LA ANTENA EN GW.....	61
FIGURA 4.18. MEDIDA DE LA ANTENA COMPLETA CON ARANDELAS SEPARANDO A) LAS CAPAS 2 Y 3 Y B) LAS CAPAS 1 Y 2.....	62
FIGURA 4.19. UNA, DOS, TRES Y CUATRO ARANDELAS ENTRE LAS CAPAS 2 Y 3.....	63
FIGURA 4.20. A) ADAPTACIÓN Y B) GANANCIA MEDIDAS CON ARANDELAS ENTRE LAS CAPAS 2 Y 3 EN GW.....	63
FIGURA 4.21. UNA ARANDELA ENTRE LAS CAPAS 2 Y 3.....	63
FIGURA 4.22. A) ADAPTACIÓN Y B) GANANCIA MEDIDAS CON Y SIN ARANDELAS ENTRE LAS CAPAS 2 Y 3.....	64
FIGURA 4.23. UNA ARANDELA ENTRE LAS CAPAS 1 Y 2.....	64
FIGURA 4.24. A) ADAPTACIÓN Y B) GANANCIA CON 1 ARANDELA ENTRE LAS CAPAS 1 Y 2.....	65

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 2.1. DIVISIÓN EN FRECUENCIAS MICROONDAS.....	3
TABLA 2.2. PROPIEDADES DE IMPEDANCIA DE LOS MODOS TE Y TM DE SUPERFICIES AMC [8].....	13
TABLA 3.1. PORCENTAJE DE POTENCIA QUE LLEGA AL PUERTO 2 Y PORCENTAJE QUE SE PIERDE POR FILTRACIONES A TRAVÉS DE LOS PINES, RESPECTO A LA POTENCIA TOTAL SUMINISTRADA POR EL PUERTO 1 A 17 GHZ.	27
TABLA 3.2. DIMENSIONES DE LOS PINES AUXILIARES.....	29
TABLA 3.3. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN, DESCOMPENSACIÓN MÁXIMA EN REPARTO DE AMPLITUD Y MÁXIMA DESVIACIÓN DE FASE PARA EL DIVISOR DE POTENCIA EN T EN GW CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.	35
TABLA 3.4. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN, DESCOMPENSACIÓN MÁXIMA EN REPARTO DE AMPLITUD Y MÁXIMA DESVIACIÓN DE FASE PARA EL DIVISOR DE POTENCIA EN H EN GW CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.	36
TABLA 3.5. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN, DESCOMPENSACIÓN MÁXIMA EN REPARTO DE AMPLITUD Y MÁXIMA DESVIACIÓN DE FASE PARA LA ENTRADA EN TRANSICIÓN VERTICAL CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.	37
TABLA 3.6. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN, DESCOMPENSACIÓN MÁXIMA EN REPARTO DE AMPLITUD Y MÁXIMA DESVIACIÓN DE FASE PARA LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.....	39
TABLA 3.7. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN, DESCOMPENSACIÓN MÁXIMA EN REPARTO DE AMPLITUD Y MÁXIMA DESVIACIÓN DE FASE PARA LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON PUERTOS EN LAS SALIDAS.....	40
TABLA 3.8. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN PARA EL DIVISOR DE POTENCIA EN H EN GW CON ELEMENTOS RADIANTES.....	43
TABLA 3.9. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN PARA LA MITAD DE LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON ELEMENTOS RADIANTES.....	44
TABLA 3.10. VALORES FINALES DE LA RED COMPLETA.....	45
TABLA 3.11. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN PARA LA RED DE ALIMENTACIÓN EN GW CON ELEMENTOS RADIANTES.....	45
TABLA 3.12. VALORES FINALES DE LOS PINES DE ADAPTACIÓN DE LA CAPA DE CAVIDADES DISTRIBUIDORAS.....	48
TABLA 3.13. ANCHOS DE BANDA EN ADAPTACIÓN SIMULADOS PARA LA ANTENA CON TRES COMBINACIONES DISTINTAS: RED EN GW Y CAVIDADES DISPONIBLES; RED DISPONIBLE Y CAVIDADES EN GW; Y RED EN GW Y CAVIDADES EN GW.....	50
TABLA 4.1. COMPARATIVA ENTRE VALORES SIMULADOS Y MEDIDOS DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA EN GW.....	61
TABLA 4.2. SIMULACIÓN CONTRA MEDIDA – VALORES DE GANANCIAS Y EFICIENCIAS A 17 GHZ.....	62

1 Introducción

1.1 Motivación

Debido a los grandes avances tecnológicos experimentados en los últimos años, las comunicaciones móviles se han convertido en una de las innovaciones tecnológicas más exitosas en la historia moderna. La Figura 1.1 representa la evolución del número de usuarios de datos móviles e Internet desde el año 2005, con las estadísticas extraídas de la ITU (*International Telecommunications Union*) [1].

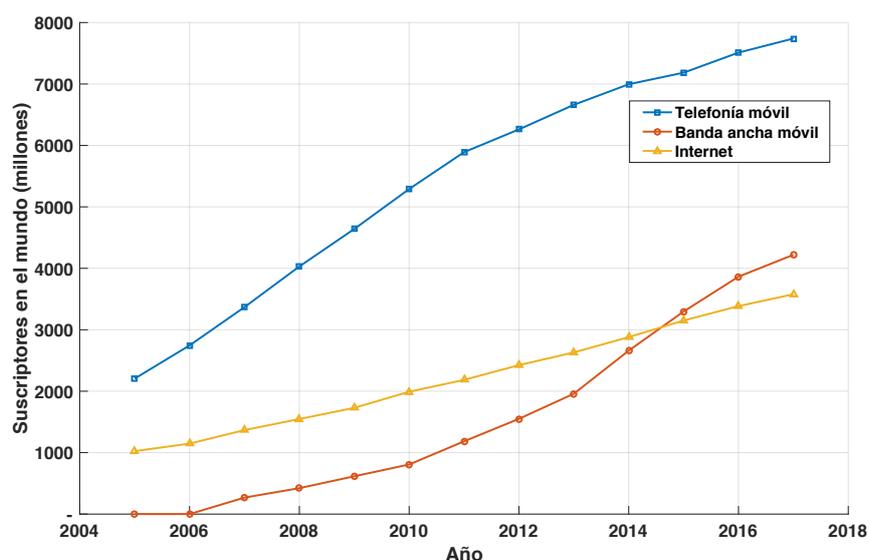


Figura 1.1. Evolución del número de usuarios de datos móviles e Internet (2005-2017).

De acuerdo a la gráfica, es de esperar que el tráfico de datos móviles siga experimentando un crecimiento sostenido en los próximos años. Este crecimiento está ligado a la necesidad de tener mayores anchos de banda, por lo que es necesario recurrir a frecuencias más altas que las utilizadas en los sistemas actuales. La subida en frecuencia implica complicaciones en la fabricación de dispositivos, pues sus dimensiones se reducen. Uno de los dispositivos clave en este paradigma de transmisión de alta frecuencia son las antenas. En muchas ocasiones los diseños de antena son multicapa, y asegurar el contacto eléctrico entre las mismas es imprescindible para el correcto funcionamiento del dispositivo. Conforme aumenta la frecuencia, asegurar el contacto entre capas se torna más difícil, y técnicas sencillas como la unión con tornillos ya no son prácticas, sencillamente porque quizá ni siquiera caben en estructuras tan pequeñas. Es por eso por lo que recientemente, una nueva tecnología de líneas de transmisión conocida como *gap waveguide* (GW) ha sido propuesta en [2, 3]. Esta tecnología ha sido diseñada como una alternativa a las tecnologías planares y a las guías metálicas convencionales para altas frecuencias. Utiliza únicamente placas metálicas paralelas rellenas de aire, por lo que está libre de pérdidas en el dieléctrico de las guías planares y, a diferencia de las guías convencionales, no es necesario el contacto entre dichas placas. Esta prometedora tecnología es una buena candidata para el desarrollo de componentes críticos como son antenas de alta ganancia y filtros de banda estrecha [4]. Las

potenciales aplicaciones comerciales en alta frecuencia incluyen comunicaciones por satélite, radares vehiculares, sistemas de imagen y seguridad y dispositivos inalámbricos personales, entre otros.

1.2 Objetivos

El objetivo de este trabajo es diseñar e implementar una red de alimentación en tecnología *gap waveguide*. Esta red se va a emplear para una antena multicapa ya disponible, diseñada en el grupo RFCAS, con polarización circular, con una frecuencia de funcionamiento de 17 GHz (dentro de la banda Ku), una red de alimentación con configuración en paralelo y con los elementos radiantes alimentados de manera uniforme. La red de alimentación disponible está hecha en guía de onda convencional y será sustituida por la nueva red diseñada en tecnología *gap waveguide*, manteniendo los mismos elementos radiantes.

Los retos que plantea este trabajo son los siguientes:

- Estudiar y entender el funcionamiento de la tecnología *gap waveguide*, siendo el presente trabajo el primero en que se utiliza esta tecnología en este grupo de investigación.
- Realizar los diseños teniendo en cuenta las limitaciones de espacio al disponer ya de la antena con unas dimensiones inamovibles.
- Al tratarse de una antena multicapa, solventar los posibles problemas por un incorrecto contacto entre capas, gracias a la tecnología *gap waveguide*.

1.3 Organización de la memoria

Este trabajo se estructura de la siguiente manera:

- Capítulo 1: Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2: Estado del arte. Características principales de los arrays de antenas. Análisis de la tecnología en la que se basa la red de alimentación, la guía de onda rectangular. Introducción a la tecnología *gap waveguide*, así como los distintos tipos que hay.
- Capítulo 3: Diseño. Diseño de la celda unidad de la *gap waveguide*, de los distintos divisores de potencia que componen la red de alimentación, y de las cavidades distribuidoras en tecnología *gap waveguide*. Integración de todos los elementos en la red de alimentación completa.
- Capítulo 4: Construcción, medida y comparativa de los resultados experimentales con el rendimiento predicho por las simulaciones, así como comparativa del rendimiento con la antena original en guía de onda convencional.
- Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro. Conclusiones extraídas de las medidas y de las simulaciones. Posibles mejoras y líneas de trabajo futuro.
- Referencias. Referencias bibliográficas utilizadas a lo largo de todo el documento.

2 Estado del arte

2.1 Conceptos básicos de antenas

Siguiendo la definición que proporciona el IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineering*), una antena “es un dispositivo generalmente metálico creado con el objetivo de radiar o recibir ondas electromagnéticas”, y que, además, “adapta la salida del transmisor o entrada del receptor al medio”. Las antenas se caracterizan por su comportamiento en radiación, directividad, ganancia, polarización, impedancia y ancho de banda.

Las antenas se diseñan de forma que trabajen en un ancho de banda de frecuencia específico. La banda más común son las microondas, que abarcan desde los 300 MHz hasta los 300GHz.

Tabla 2.1. División en frecuencias microondas.

Banda	Frecuencia	Longitud de onda
L	1 – 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 – 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	1.11 cm – 7.5 mm
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

2.2 Parámetros de una antena

Los parámetros característicos de una antena son aquellos que permiten analizarla como una caja negra, ya sea desde el punto de vista circuital, como podrían ser la impedancia o la adaptación, o direccional, donde se estudia la ganancia, el diagrama de radiación o la polarización [5].

2.2.1 Parámetros de dispersión

Los circuitos de microondas pueden caracterizarse como una red de dos puertos, donde uno sería el puerto físico de entrada y el otro el puerto físico de salida. Cada uno de los puertos tiene definidas una onda incidente entrante al puerto, a_i , y una onda reflejada saliente, b_i , tal como se muestra en la Figura 2.1.

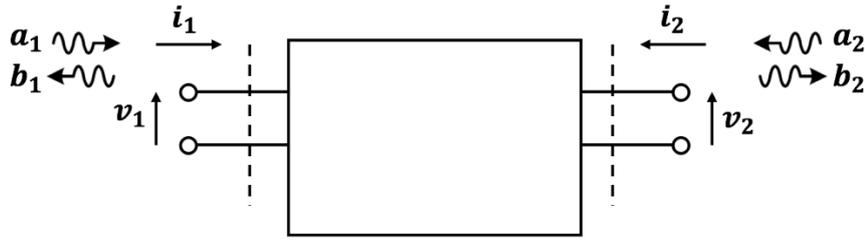


Figura 2.1. Parámetros S. Ondas incidentes y reflejadas.

Estas ondas de potencia quedan relacionadas mediante la matriz de parámetros S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{22} & S_{21} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

De esta definición, se deduce lo siguiente, donde S_{ji} expresa la relación entre la onda de potencia saliente por el puerto j y la onda de potencia entrante por el puerto i , cuando no existe onda incidente por ningún otro puerto, lo que se consigue cargando el resto de puertos con su impedancia de referencia.

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.2)$$

Así, se denomina coeficiente de reflexión a los S_{ii} , y coeficientes de transmisión a los S_{ji} .

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada a la carga de la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, j \neq i$$

Interesa tener un parámetro de reflexión lo más pequeño posible para que la onda reflejada no sea muy grande y dañe el circuito que suministra la señal al dispositivo.

2.2.2 Diagrama de radiación

Se denomina diagrama de radiación a la representación gráfica de los distintos parámetros o propiedades de la radiación de una antena. Esto permite saber cómo la antena focaliza la potencia radiada en una dirección particular del espacio respecto a otras. Estas propiedades se representan normalmente en un sistema de coordenadas esféricas, Figura 2.2: θ (elevación), ϕ (azimut) y r (radio).

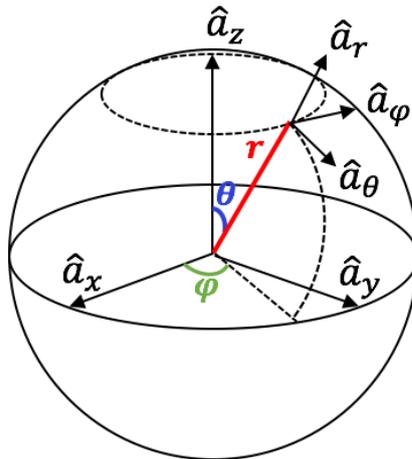


Figura 2.2. Sistema de coordenadas esféricas.

A pesar de que el diagrama es tridimensional, es frecuente presentar cortes o planos del mismo para poder observar con mayor nitidez sus características como el nivel de lóbulos secundarios o el ancho de haz. Los planos más representativos son el plano E, que es aquel que contiene el vector de campo eléctrico \vec{E} y la dirección de máxima radiación; y el plano H, ortogonal al plano E y contiene también la dirección de máxima radiación.

Las características del diagrama de radiación, Figura 2.3, que se pueden observar en estos planos son los siguientes:

- **Lóbulo principal.** Lóbulo que contiene la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulos secundarios.** Lóbulos situados alrededor del lóbulo principal.
- **Ancho de haz.** Diferencia angular en el lóbulo principal a la que la potencia cae 3 dB respecto a la máxima potencia radiada ($\Delta\theta_{-3dB}$), o entre nulos ($\Delta\theta_n$).
- **SLL (Side Lobe Level).** Diferencia de potencia entre el máximo del lóbulo principal y el máximo del primer lóbulo secundario.

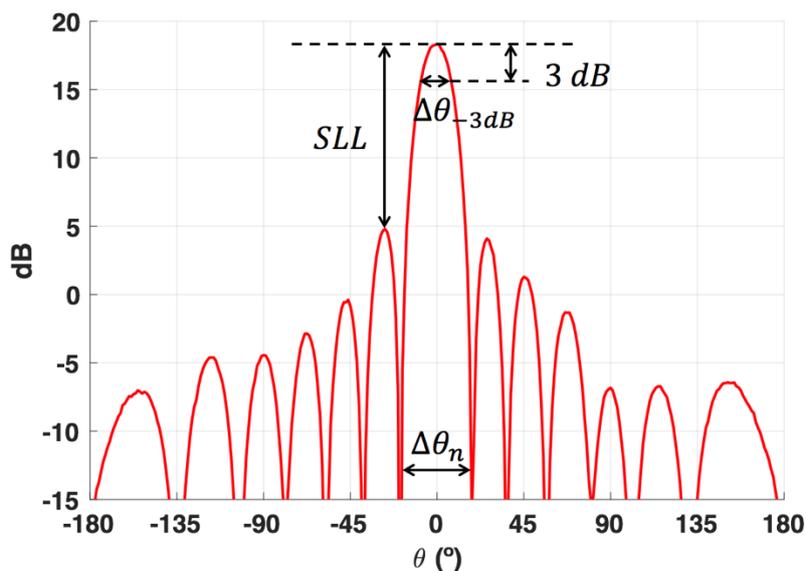


Figura 2.3. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas.

2.2.3 Ganancia y directividad

La intensidad de radiación, $U(\theta, \phi)$, es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido, dando información sobre la cantidad de energía que es capaz de emitir en una dirección concreta. Según esta definición, se puede definir la directividad como la relación entre la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ de una antena determinada y la de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total P_{rad} .

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.3)$$

La directividad D_0 es el valor que toma la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación. La directividad, a su vez, está fuertemente ligada a la ganancia de potencia, $G(\theta, \phi)$, que se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena concreta y la de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada, P_{ent} .

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.4)$$

De la misma manera que con la directividad, la ganancia máxima G_0 es el valor que toma la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación. Idealmente, la ganancia máxima debería ser igual a la directividad, sin embargo, debido a las pérdidas por disipación o desadaptación, entre otras, el valor de ganancia cae.

2.2.4 Polarización

La polarización de una onda electromagnética viene dada por la forma geométrica que describe el extremo del vector del campo (eléctrico o magnético) al variar el tiempo. Para el caso de una onda plana homogénea propagándose según $+\hat{r}$, la expresión de una onda esférica en campo lejano se describe de la siguiente manera, ecuación 2.5.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = E_\theta(\vec{r}, t)\hat{\theta} + E_\phi(\vec{r}, t)\hat{\phi} \quad (2.5)$$

Se entiende como relación axial o *axial ratio* (AR) el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización. Puede tomar valores entre $1 < AR < \infty$.

Según la forma descrita por el vector del campo eléctrico a medida que varía el tiempo, se pueden clasificar las polarizaciones en tres tipos:

- **Polarización lineal.** El campo proyectado sobre el plano del observador es un segmento. Su relación axial es infinito.
- **Polarización circular.** El extremo del campo proyectado se propaga con forma de circunferencia. Se produce cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud, son ortogonales entre sí y están en cuadratura, es decir, desfasadas 90° entre sí. El sentido de giro depende del signo del desfase, fase de la componente ϕ menos fase de la componente θ , Figura 2.4. Para una polarización circular a derechas, la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico es de -90° , por lo que, para una polarización a izquierdas es de $+90^\circ$. Su relación axial toma el valor de 1.
- **Polarización elíptica.** El extremo del campo proyectado gira con forma de elipse. Se produce en el resto de casos y su sentido también puede ser a derechas, con un

desfase negativo, o a izquierdas, con un desfase positivo. Su relación axial es distinta de 1.

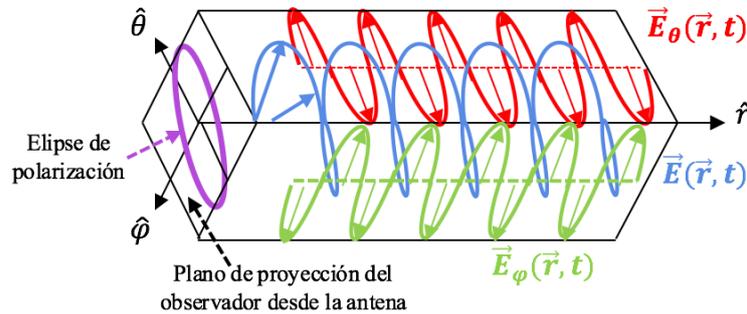


Figura 2.4. Polarización.

2.3 Array de antenas

En muchas ocasiones, las antenas se agrupan para lograr mayores prestaciones con respecto a usar un solo elemento radiante. Estas prestaciones mejoradas incluyen conseguir mayores ganancias o posibilitar la modificación del diagrama de radiación, por ejemplo, su dirección de apuntamiento. De esta manera, los arrays de antenas se definen como un conjunto de dos o más antenas ordenadas de tal forma que, en su conjunto, se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

La característica principal de los arrays de antenas es que su diagrama de radiación es modificable mediante el control de la amplitud y de la fase de la señal que alimenta a cada elemento del array. Esta característica permite adaptarlo a distintas aplicaciones o necesidades. Al agrupar varias antenas, la red de alimentación cobra gran importancia, pues el diagrama de radiación del conjunto dependerá de cómo se excite cada una, lo cual es la misión de la red de alimentación.



Figura 2.5. Ejemplo de array de antenas. Array de ranuras.

Los factores que definen un array son los siguientes:

- La colocación geométrica del array.
- El espaciado entre los elementos.
- La amplitud con la que se alimenta cada elemento.
- La fase con la que se alimenta cada elemento.
- El diagrama de radiación de cada elemento.

El campo radiado por el n-ésimo elemento del array, viene dado como el campo radiado por ese elemento si estuviera situado en el origen de coordenadas, $\vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi)$, evaluado en su nueva posición definida por el vector \vec{r}_n , con el coeficiente de alimentación que le corresponde, I_n .

$$\vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \phi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.6)$$

El campo radiado por el array completo es la suma de los campos radiados por todos los elementos radiantes.

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.7)$$

Depende del diagrama de radiación del elemento unitario, $\vec{E}_0(r, \theta, \phi)$, y del factor de array que se define de la siguiente manera:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.8)$$

En función de la distribución de las antenas que conforman un array, estos pueden ser:

- **Arrays lineales.** Los elementos se disponen a lo largo de una línea recta.
- **Arrays planos.** Los elementos se disponen en un plano.
- **Arrays conformados.** Los elementos se disponen sobre formas específicas (cilindros, esferas, pirámides, etc.).

Hay distintos tipos de alimentación en los arrays de antenas dependiendo del valor de la amplitud y la fase con la que se alimentan. El array utilizado en este Trabajo Fin de Máster tiene una alimentación uniforme. Una alimentación uniforme es aquella uniforme tanto en amplitud como en fase, $A_n = 1, \forall n$.

Esta distribución es la que proporciona mayor directividad debido a que dispone de una relación SLL bastante grande (en torno a -13 dB) y un ancho de haz estrecho. Otro tipo de alimentaciones excitan con mayor amplitud unos elementos que otros con el fin de reducir el nivel de lóbulos secundarios, con el coste de reducir la directividad. Esto complica el diseño de la red de alimentación, ya que, para lograr los diferentes coeficientes de alimentación, hay que introducir asimetrías en la red.

2.4 Red de alimentación

La red de alimentación distribuye la potencia de entrada al array, de manera que cada elemento radiante tenga los coeficientes de alimentación en módulo y fase adecuados, con los que se controla la forma del lóbulo principal, el nivel de los lóbulos secundarios y el ángulo de apuntamiento de la antena.

Hay dos maneras de alimentar los elementos de un array según su configuración: configuración serie o configuración paralela o corporativa.

En las redes de tipo serie, Figura 2.6, la impedancia de entrada de cada elemento unitario del array se distribuye en serie dentro de la red de distribución de potencia.



Figura 2.6. Red de alimentación con configuración serie.

Debido a que el desfase entre elementos varía al cambiar la frecuencia, las antenas alimentadas con este tipo de configuración, presentan desapuntamiento de su lóbulo principal en el diagrama de radiación para frecuencias distintas de las de diseño. Por lo que, las antenas alimentadas en serie tienen un ancho de banda estrecho.

Por otro lado, las redes alimentadas en paralelo, Figura 2.7, no tienen este problema, ya que un cambio de frecuencia afecta a todas las líneas que alimentan los elementos radiantes por igual. Sin embargo, al ocupar más espacio, puede generar mayor separación entre los elementos y hacer que aparezcan problemas como *grating lobes*.

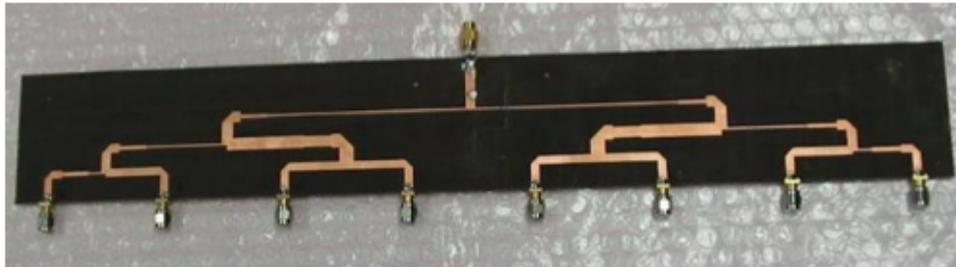


Figura 2.7. Red de alimentación con configuración paralelo.

En este trabajo, la red de alimentación que se va a diseñar va a ser con configuración en paralelo, puesto que proporciona mayor ancho de banda al evitar el desapuntamiento del haz principal.

2.5 Guía de onda rectangular

Dentro de las distintas tecnologías que hay para una red de alimentación, este TFM se va a basar en la red de alimentación en guía de onda rectangular, la cual es una tecnología de muy bajas pérdidas.

Una guía de onda, Figura 2.8, es un medio físico por el cual se propagan las ondas electromagnéticas. La transmisión de señales por guía de onda reduce la disipación de energía, lo cual las hace apropiadas para aplicaciones en altas frecuencias y, en concreto, para el rango de las microondas, para la banda de ondas milimétricas (30-300 GHz). Está formada por un único conductor que encierra un dieléctrico en su interior, normalmente de aire para minimizar las pérdidas por disipación de energía.

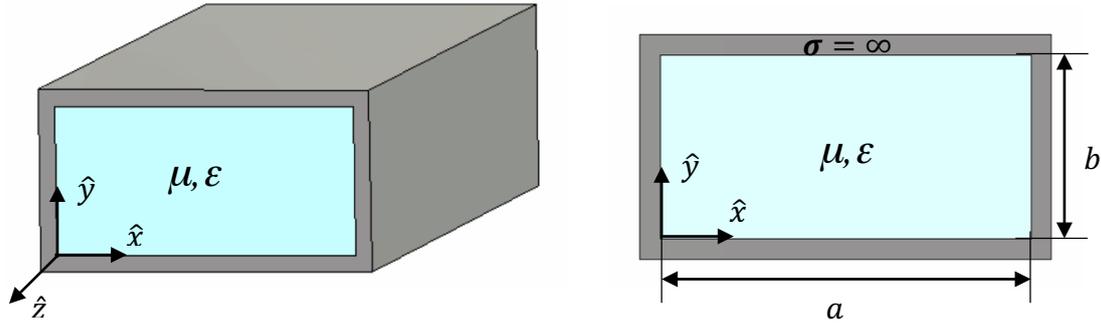


Figura 2.8. Guía de onda rectangular.

2.5.1 Modos de propagación

Una onda electromagnética puede propagarse por diferentes modos a través de un medio de transmisión. Partiendo de las ecuaciones de Maxwell (2.9):

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} & \nabla \times \vec{H} &= j\omega\varepsilon\vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 & \nabla \cdot \vec{H} &= 0 \end{aligned} \quad (2.9)$$

donde w es la frecuencia; μ es la permeabilidad magnética, que se descompone en $\mu = \mu_0\mu_r$, siendo μ_0 la permeabilidad en el vacío y μ_r la permeabilidad relativa al medio; y ε la permitividad o constante dieléctrica, que se descompone en $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$, siendo ε_0 la permitividad en el vacío y ε_r la permitividad relativa al medio. Estas ecuaciones se resuelven tanto para \vec{E} como para \vec{H} , obteniéndose así la ecuación de ondas o ecuación de Helmholtz (2.10), donde k es la constante de propagación (2.14).

$$\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (2.10)$$

Cada una de las soluciones de las ecuaciones de Helmholtz (2.10), se denomina modo de propagación.

La componente transversal de un campo es la componente perpendicular a la dirección de propagación (E_x, E_y, H_x y H_y en una guía de onda, siendo el eje \hat{z} por el que se propagan las ondas). Por otro lado, la componente longitudinal es la componente contenida en la dirección de propagación (E_z y H_z).

Los modos de propagación se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- **Modos Transversales Eléctricos (TE).** No tienen ninguna componente longitudinal eléctrica ($E_z = 0$ y $H_z \neq 0$).
- **Modos Transversales Magnéticos (TM).** No tienen ninguna componente longitudinal magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z = 0$).
- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM).** No tienen ninguna componente longitudinal ($E_z = 0$ y $H_z = 0$).
- **Modos híbridos.** Tienen componente longitudinal tanto eléctrica como magnética ($E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$).

La guía tiene un único conductor cerrado, lo que permite propagar a través de ella infinitos modos TE y TM, pero no permite propagar ningún modo TEM, para lo que es necesario dos conductores diferenciados; ni ningún modo híbrido, que se dan en fibras ópticas.

El resultado de resolver la ecuación de Helmholtz [6] y aplicar las correspondientes condiciones de contorno en las paredes de la guía da la solución de las ecuaciones de Maxwell para los modos TE_{mn} (2.11) y TM_{mn} (2.12):

$$\begin{aligned}
E_x &= \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
E_y &= \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
H_x &= \frac{j\gamma m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
H_y &= \frac{j\gamma n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
H_z &= A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z}
\end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\begin{aligned}
E_x &= \frac{-j\gamma m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
E_y &= \frac{-j\gamma n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
E_z &= B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
H_x &= \frac{j\omega\varepsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \\
H_y &= \frac{-j\omega\varepsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z}
\end{aligned} \tag{2.12}$$

siendo m el número de variaciones horizontales, n el número de variaciones verticales, a el lado mayor de la guía, b el lado menor de la guía y γ la constante de propagación del modo en cuestión siendo igual a:

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} + \alpha_c \tag{2.13}$$

donde

$$k = w\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{2.14}$$

es la constante de propagación de una onda plana en el dieléctrico del que está rellena la guía y

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.15)$$

es el número de onda que define la frecuencia de corte del modo mn .

Cada uno de los infinitos modos resultantes de la combinación de los distintos valores de m y n en las expresiones anteriores (2.11) y (2.12), tiene una frecuencia de corte $f_{c_{mn}}$ (2.16) a partir de la cual comienza a propagarse en el interior de la guía.

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.16)$$

En una guía de onda rectangular (donde $a > b$) el primer modo en propagarse es el TE_{10} ($m = 1$ y $n = 0$) el cual recibe el nombre de modo fundamental. En un gran número de casos prácticos, se busca que el dispositivo funcione en la banda de frecuencias monomodo, donde sólo exista el modo fundamental propagándose por la guía. De igual manera, cada modo tiene una longitud de onda de la guía que se define de la siguiente manera.

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.17)$$

donde

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} \quad (2.18)$$

2.6 Tecnología Gap Waveguide

2.6.1 Superficies *soft* y *hard*

La tecnología *gap waveguide* (GW) está basada en el concepto de metamateriales y en la definición de superficies *soft* y *hard* [7]. Los metamateriales son superficies artificiales que presentan propiedades electromagnéticas inusuales que no se encuentran en la naturaleza. Una de estas propiedades es el conductor magnético. Se han creado superficies metamateriales que pueden generar artificialmente una conductividad magnética, llamada *Artificial Magnetic Conductor* (AMC) o, idealmente, *Perfect Magnetic Conductor* (PMC). Las superficies *soft* y *hard* son metamateriales que satisfacen esta condición. Estas superficies artificiales tienen una característica muy útil para el electromagnetismo, son anisótropas. Esta propiedad consiste en que se favorece la propagación de las ondas electromagnéticas en una dirección en la que se tiene el máximo de potencia, dirección *hard*; y se impide la propagación de las mismas en la dirección perpendicular, en la cual, idealmente, no se propagaría potencia, conocida como dirección *soft*. Típicamente, las superficies *soft* se hacen con corrugaciones transversales.

La Tabla 2.2 [8] resume las propiedades de impedancia de las superficies artificiales ideales de los modos TE y TM. De esta manera, las superficies *soft* y *hard* son una combinación de las propiedades del *Perfect Electric Conductor* (PEC) y del PMC. La Figura 2.9 muestra dichas superficies formadas por tiras de PEC/PMC intercaladas.

Tabla 2.2. Propiedades de impedancia de los modos TE y TM de superficies AMC [8].

	TE	TM
Hard	$ Z_{TE} = \infty$	$ Z_{TM} = 0$
Soft	$ Z_{TE} = 0$	$ Z_{TM} = \infty$
PEC	$ Z_{TE} = 0$	$ Z_{TM} = 0$
PMC	$ Z_{TE} = \infty$	$ Z_{TM} = \infty$

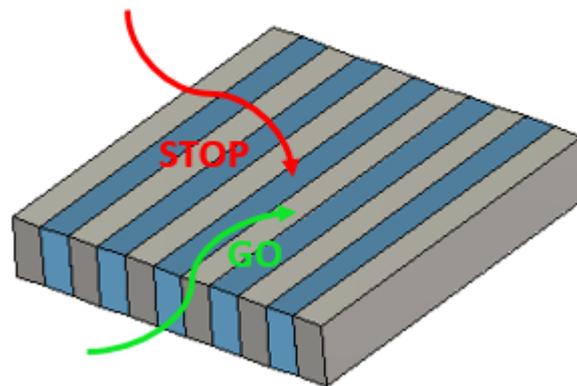


Figura 2.9. Tiras PEC/PMC en una superficie mixta *soft* y *hard*.

Debido a la condición de anisotropía y a las características mencionadas, estas estructuras se pueden utilizar para eliminar la propagación de ondas electromagnéticas en ciertas bandas de frecuencia, es decir, actúan como filtros.

2.6.2 Teoría de la Gap Waveguide

Idealmente, considerando dos placas paralelas, una de PEC sobre una de PMC, Figura 2.10 (a), si la distancia entre ellas es menor que un cuarto de longitud de onda, no se propagan las ondas y todos los modos de las placas paralelas estarían en corte de acuerdo a las condiciones de contorno de las dos superficies [9]. Esta situación cambia si las dos placas son de PEC. Entonces, las ondas TEM se propagarán en el hueco que hay entre ellas, denominado gap. Si la placa inferior de PEC está rodeada de PMC por ambos lados, como se muestra en la Figura 2.10 (b), la zona de gap entre PEC y PMC actúa como si fuera la pared metálica de una guía de onda rectangular convencional, bloqueando la propagación del campo hacia los lados y confinando la onda de un modo TEM en el centro, es decir, en el gap que hay entre las dos placas de PEC, a pesar de la ausencia de contacto físico entre las placas paralelas, generando así la GW [2].

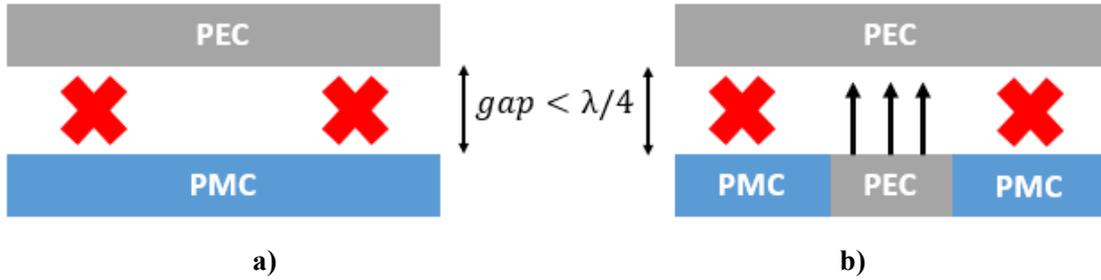


Figura 2.10. Principio de funcionamiento de las guías GW.

Como se ha dicho, las superficies PMC no existen en la naturaleza. Para conseguir generar estas superficies artificialmente, están las estructuras de banda prohibida (*Electromagnetic Band Gap* - EBG), que tienen una alta impedancia que no permiten la propagación de ondas en un rango de frecuencia debido a sus características isotrópicas. Este rango de frecuencia por el que no se propagan las ondas se conoce como *stopband* o banda prohibida. Las EBG más comunes que se usan en GW son superficies texturizadas compuestas por pines metálicos periódicos llamados cama de pines o pines de tipo seta o *mushrooms*, Figura 2.11 [10, 11].

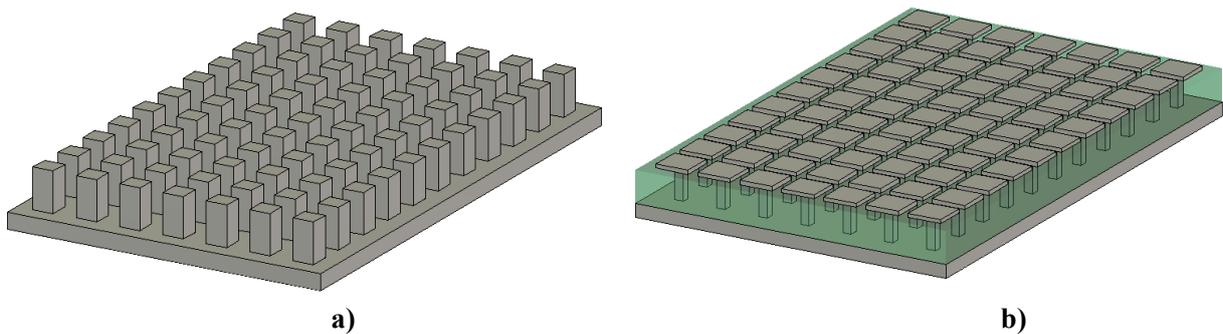


Figura 2.11. Superficies EBG a) cama de pines y b) mushrooms.

En frecuencias de microondas, es más conveniente el uso de estructuras periódicas de pines ya que se pueden construir utilizando únicamente metal y no necesitan ningún material dieléctrico. Además, su construcción es más simple ya que se pueden utilizar técnicas de fresado convencionales. Las estructuras tipo *mushrooms* suelen ser de interés en bajas frecuencias porque la superficie puede hacerse mucho más delgada que la superficie con pines [12].

Los pines trabajan como una superficie de alta impedancia en una *stopband* definida por una frecuencia de corte inferior y superior. La altura de los pines debe ser, aproximadamente, de $d = \lambda_0/4$ para transformar un cortocircuito (PEC) en circuito abierto (PMC), siendo el cortocircuito la base donde se apoyan los pines y el circuito abierto se generaría en la parte superior del pin, mientras que la distancia entre los pines y la placa metálica superior, *gap*, debe ser menor que $\lambda_0/4$, como se ha mencionado anteriormente. En la Figura 2.12, se muestran las dimensiones de los pines, siendo p la periodicidad de los pines.

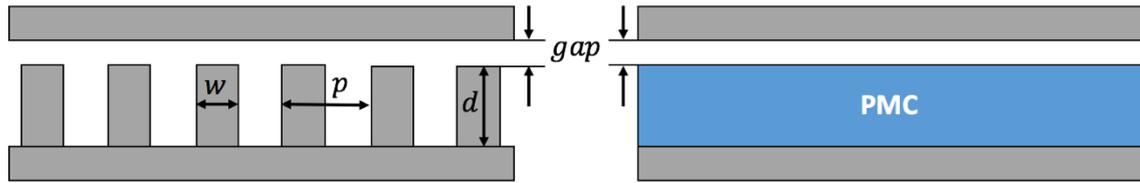


Figura 2.12. Dimensiones de los pines.

2.6.3 Tipos de Gap Waveguide

Este tipo de guías se pueden implementar de tres maneras diferentes en función del tipo de camino y de las características de propagación que se deseen. La Figura 2.13 muestra estos tres tipos de guías: Ridge Gap Waveguide (RGW), Groove Gap Waveguide (GGW) y Microstrip Gap Waveguide (MGW). Los dos primeros tipos no utilizan ninguna clase de dieléctrico, mientras que la MGW utiliza una lámina dieléctrica sobre la cual está impresa la línea de transmisión.

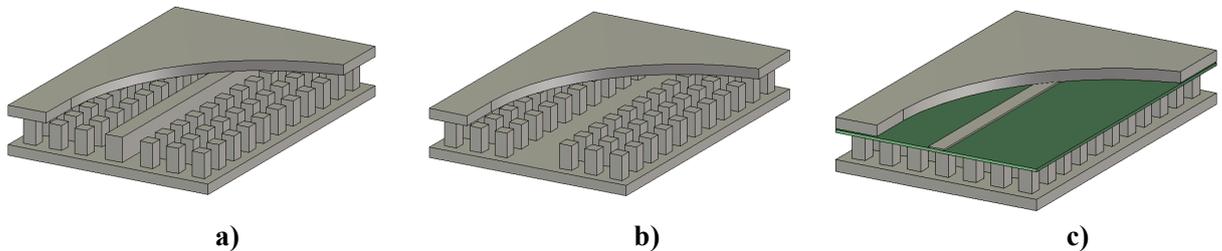


Figura 2.13. Diferentes tipos de guías estructuradas basadas en camas de pines: a) RGW, b) GGW y c) MGW.

La principal ventaja de las estructuras en tecnología GW, es poder fabricarlo sin la necesidad de que haya contacto entre las placas metálicas superior e inferior, ya que, para altas frecuencias, el buen contacto entre capas con guía convencional es imprescindible, cosa que es difícil de asegurar por los métodos tradicionales como el apriete con tornillos.

2.6.3.1 Ridge Gap Waveguide

La geometría básica de la RGW se muestra en la Figura 2.14. En la cama de pines, se encuentra empotrada una tira metálica (ridge) que es la encargada de guiar el campo a través de un camino establecido. El campo eléctrico se propaga a través de la parte superior de la ridge y está confinado en el gap de aire entre la ridge y la placa metálica superior. El modo que se propaga en la ridge es el quasi-TEM.

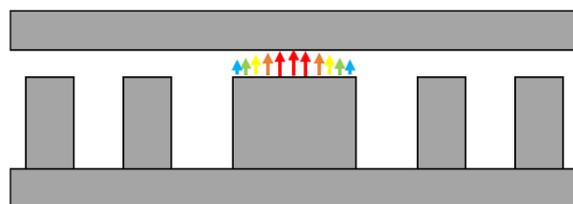


Figura 2.14. Estructura de una Ridge Gap Waveguide (RGW).

2.6.3.2 Groove Gap Waveguide

En este tipo de guías, el campo eléctrico se propaga a través de un espacio existente en el interior de un canal (groove), empotrado en la estructura de pines. La Groove Gap Waveguide, GGW, permite la propagación del campo de la misma manera que las guías de onda convencionales, es decir, permiten la propagación de modos TE/TM con una frecuencia de corte dada por las dimensiones de la guía/groove, anchura a y altura b .

En función de la orientación de la groove, existen dos posibles configuraciones, Figura 2.15, para este tipo de guía: GGW con polarización vertical, VP; y GGW con polarización horizontal, HP.

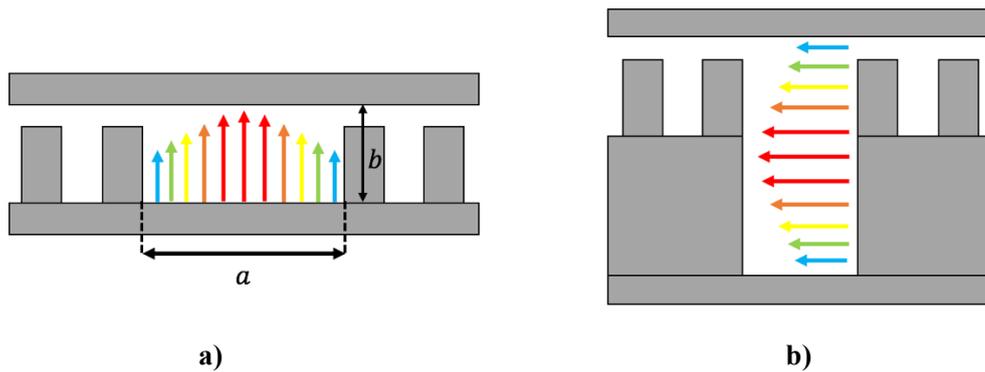


Figura 2.15. Groove Gap Waveguide con a) polarización vertical y b) polarización horizontal.

Este tipo de guías presentan menos pérdidas que la RGW al tener un volumen mayor para la corriente. Por esta razón, la GGW es muy útil para el diseño de filtros de factor de calidad alto.

En [13] se demuestra que el modo que se propaga por la GGW con polarización vertical, coincide con el que se propaga por una guía de onda rectangular convencional de las mismas dimensiones.

2.6.3.3 Microstrip Gap Waveguide

El funcionamiento de la MGW es muy similar al de la microstrip invertida, con la diferencia de que, en este caso, el sustrato dieléctrico está suspendido sobre una estructura PMC. La estructura de la MGW se presenta en la Figura 2.16. La presencia de la superficie PMC obliga al campo a propagarse en el gap de aire existente entre la microstrip y la placa metálica superior. Por este gap se propaga el modo quasi-TEM.

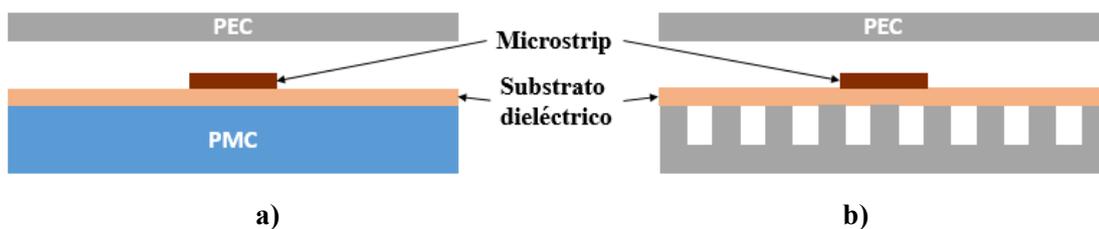


Figura 2.16. Estructura de una Microstrip Gap Waveguide a) ideal y b) con estructura EBG.

Aunque la MGW es muy parecida a la RGW, presenta ciertas ventajas sobre esta. Al tratarse de una microstrip impresa sobre una lámina dieléctrica que, posteriormente, se apoya sobre la cama de pines, puede construirse usando las técnicas convencionales para circuitos impresos y construir por separado la cama de pines mediante fresado. Esto permite hacer modificaciones sobre el circuito impreso sin necesidad de volver a fabricar la cama de pines, lo cual reduce el tiempo de construcción y los costes. Por otro lado, como desventaja sobre la RGW, es que puede tener algo más de pérdidas.

3 Diseño

3.1 Consideraciones previas

La antena en la que se basa este Trabajo Fin de Máster, es una antena para usuario final de recepción de televisión por satélite (*Direct Broadcast Satellite – DBS*) en las nuevas bandas que se han abierto, sobre todo en Estados Unidos, a 17 GHz. En los sistemas DBS, el usuario final recibe la señal directamente del satélite geoestacionario, Figura 3.1. Esta antena requiere polarización circular, como en todas las comunicaciones por satélite, para evitar pérdidas de señal por despolarización, y alta/media ganancia. En este caso, la antena tiene una ganancia superior a 25 dBi, pero se podría incrementar si se hiciera más grande la antena. Esta antena es una clara competencia a las antenas parabólicas que se ven en las casas pero con un perfil mucho menor que el de las parabólicas. Además de la aplicación de recepción de televisión por satélite, se puede emplear como antena para sistemas de comunicaciones satelitales en situaciones de emergencia como catástrofes, que también utilizan esta frecuencia. En estas situaciones de emergencia, la red básica de telefonía y datos se cae y la única alternativa es el satélite.

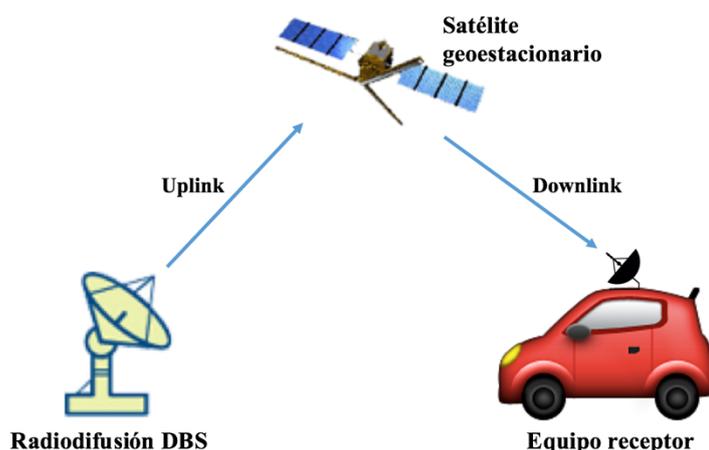


Figura 3.1. Sistema DBS (Direct Broadcast Satellite).

Para este trabajo se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

- La frecuencia central de diseño es $f_0 = 17 \text{ GHz}$.
- La banda de trabajo va desde los 16 GHz hasta los 18 GHz, dentro de la banda Ku.
- Se dispone de una antena multicapa ya diseñada y fabricada, la cual es un array 8x8 de cavidades radiantes con polarización circular y red de alimentación corporativa en guía de onda convencional.
- La ley de alimentación es uniforme para todos los elementos radiantes.
- Se emplea el software comercial CST Microwave Studio, disponible en la Escuela Politécnica Superior, para efectuar los diseños y simulaciones.

El diseño en el que se basa este trabajo consta de tres capas, Figura 3.3 y Figura 3.4. La primera capa es el array 8x8 de cavidades radiantes. La segunda capa, compuesta por 16 cavidades distribuidoras, es el segundo nivel de alimentación. Y la tercera y última capa, se

trata de la red de alimentación en guía de onda rectangular, que representa el primer nivel de alimentación. Esta guía de onda tiene las siguientes características.

$$a = 11 \text{ mm} \quad b = 5.5 \text{ mm} \quad f_0 = 17 \text{ GHz}$$

$$f_{c_{TE_{10}}} = 13.6364 \text{ GHz} \quad \lambda_g = 29.5528 \text{ mm} \quad \lambda_0 = 17.647 \text{ mm}$$

Las frecuencia de corte de los modos superiores es $f_{c_{TE_{01}}} = f_{c_{TE_{20}}} = 27.2727 \text{ GHz}$, siendo la carta de modos la de la Figura 3.2. Se obtiene el funcionamiento monomodo entre 13.6363 y 27.2727 GHz, que abarca casi toda la banda Ku (12.4-18 GHz).

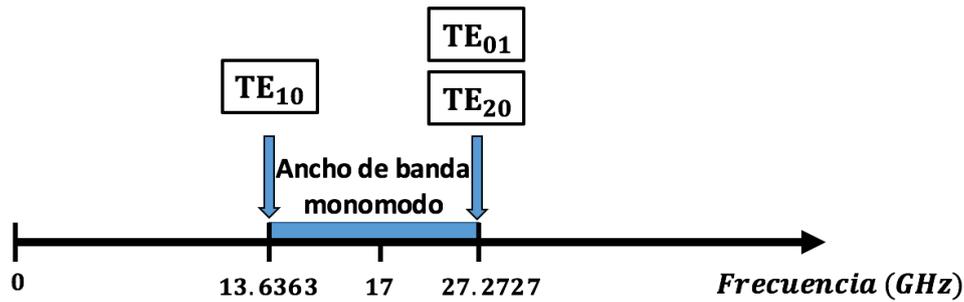


Figura 3.2. Carta de modos de una guía de onda de dimensiones $a = 11 \text{ mm}$ y $b = 5.5 \text{ mm}$.

La alimentación de la antena se hace a través de una guía de onda estándar WR-51 que entra de manera vertical por el centro de la red de alimentación. La señal se distribuye de manera uniforme en la red corporativa de la capa 3, y es acoplada a la capa 2 mediante ranuras efectuadas en la cara superior de la red corporativa. Una vez se ha acoplado la señal a la capa 2, las cavidades distribuidoras o divisores compactos distribuyen la señal hasta cuatro ranuras en la capa superior, que excitan los elementos radiantes que se encuentran justo encima. Este elemento radiante tiene su peculiar forma de pajarita para generar la polarización circular a partir del campo polarizado linealmente que le llega desde la ranura inferior.

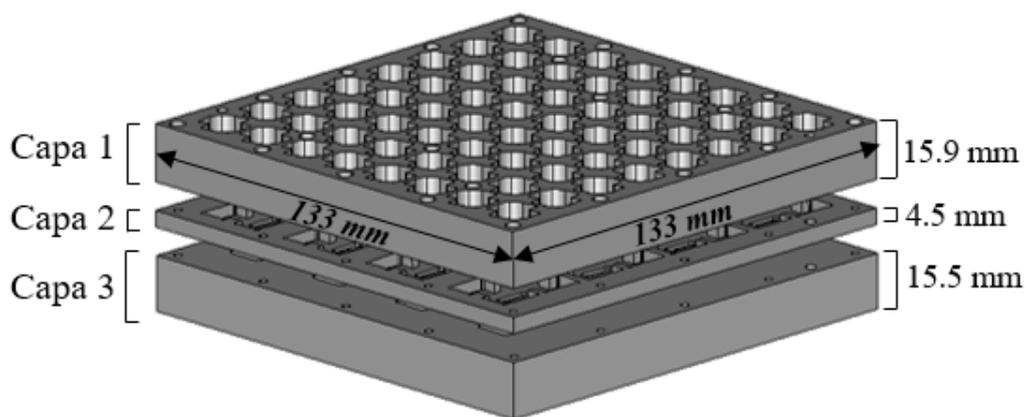


Figura 3.3. Capas que componen la antena disponible y sus dimensiones.

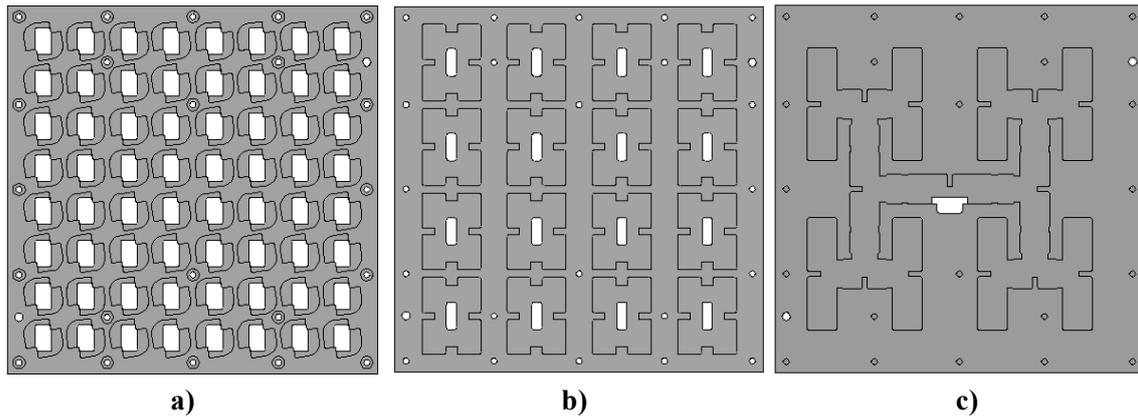


Figura 3.4. Capas que componen la antena disponible: a) elementos radiantes, b) cavidades distribuidoras y c) red de alimentación en paralelo.

Esta antena se ha fabricado previamente tanto en aluminio, mediante la técnica de fresado, como en impresora 3D, en plástico con pintura metalizada en cobre. Las capas se aprietan mediante tornillos, quedando la mayor parte de ellos en el perímetro de la antena, debido a que la estructura compleja del array permite poner pocos tornillos en la zona interior. Esto puede dar lugar a bolsas de aire entre capas, que empeoran de manera notable el funcionamiento de la antena, como se demuestra en el modelo fabricado en impresora 3D, cuya ganancia se representa en la Figura 3.5, en comparación con la de la antena fabricada en aluminio mediante la técnica de fresado.

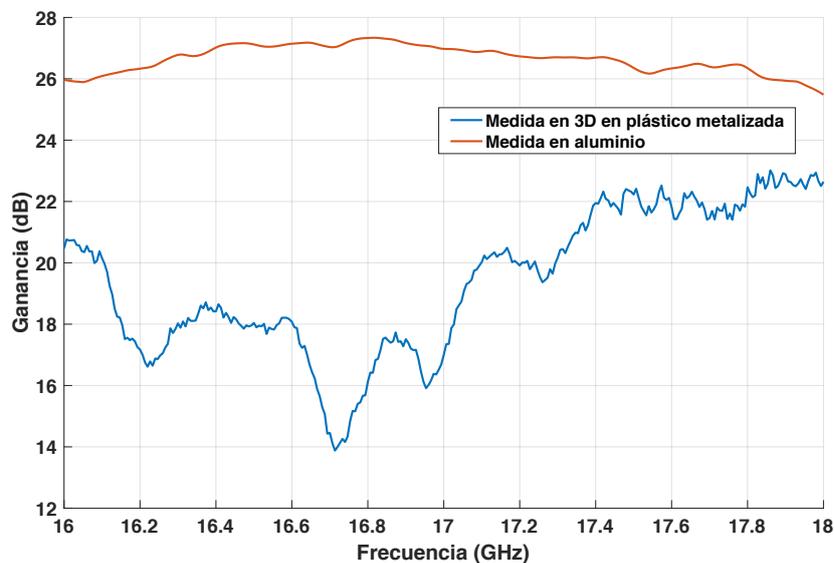


Figura 3.5. Ganancia medida de la antena disponible fabricada en impresora 3D en plástico con pintura metalizada en cobre y ganancia medida de la antena fabricada en aluminio.

El objetivo de este trabajo es sustituir las capas 2 y 3 por la tecnología *gap waveguide*. Para ello, se utiliza la Groove Gap Waveguide (GGW) con polarización vertical, explicada en el apartado 2, la cual es la que más se asemeja a la guía de onda convencional con la que se implementó la red de alimentación original. De esta manera, se pretende solucionar los problemas por falta de contacto entre capas.

3.2 Celda unidad

Se diseña un único pin que se repite periódicamente, simulando una superficie EBG de una cama infinita de pines, poniendo condiciones de contorno de periodicidad en las direcciones x e y , siendo el eje z el eje longitudinal del pin, Figura 3.6. Las características de dicho pin se ven más claramente en su diagrama de dispersión, tal y como se hace en [12] donde, a través del diagrama de dispersión, se estudian las dimensiones óptimas de los pines que forman esta estructura. En el diagrama de dispersión se representan las características de propagación de distintos modos en esta retícula de pines. Se busca diseñar el pin de manera que exista una banda de frecuencias, stopband, donde no se propague ningún modo. A su vez, la stopband debe contener la banda de trabajo de la antena para que a las frecuencias de operación no haya escapes de señal por la retícula de pines. La característica más importante a determinar, son los límites superior e inferior de la frecuencia de corte de la stopband. Todos los resultados se han obtenido a través del Eigen-mode Solver de CST, sin considerar pérdidas en los metales. Este tipo de simulación se detalla en el Anexo D.1.

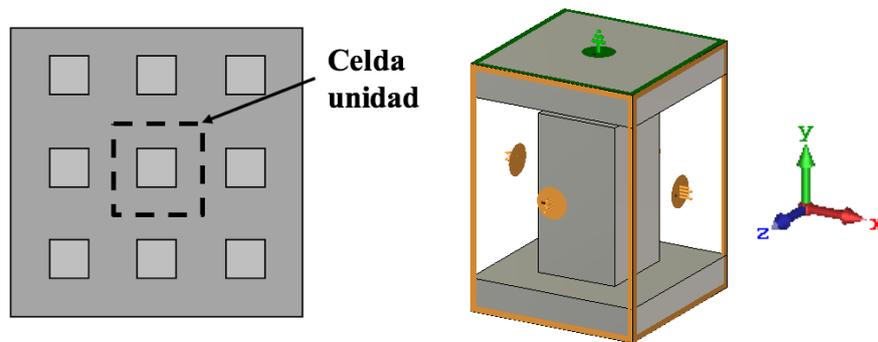


Figura 3.6. Celda unidad de la cama de pines.

En primer lugar, se estudia el efecto que tiene cada parámetro de diseño sobre la stopband. Cuando se sustituya la red de alimentación, se pretende que el comportamiento de la antena se vea lo menos afectado posible, por lo que la altura total (altura del pin d más gap) está prefijada por la altura de la guía de onda de la red original, $b = 5.5 \text{ mm}$.

Las siguientes figuras muestran cómo varían los límites superior e inferior de la stopband en función de la altura del gap, Figura 3.7, y del ratio entre el ancho del pin w y la separación entre pines p , Figura 3.8, en λ_0 . Se observa que, cuanto menor es el gap, mayor es la stopband. Esto se debe a que cuanto menor hueco hay entre el pin y la placa superior, más se asemeja a un cortocircuito, donde ningún modo puede propagarse a ninguna frecuencia porque no existe ningún gap. Por otro lado, en cuanto al ancho y separación de los pines, existe un punto óptimo en el que la stopband se maximiza. Se aprecia que con periodos más grandes, el límite inferior de la stopband se mueve a frecuencias menores, pero esto también afecta al límite superior, particularmente, cuando el ratio entre el ancho del pin y el periodo w/p es pequeño. Por consecuencia, la mayor stopband que se puede conseguir con gaps pequeños es para valores pequeños de periodo p , es decir, con menos separación entre los pines.

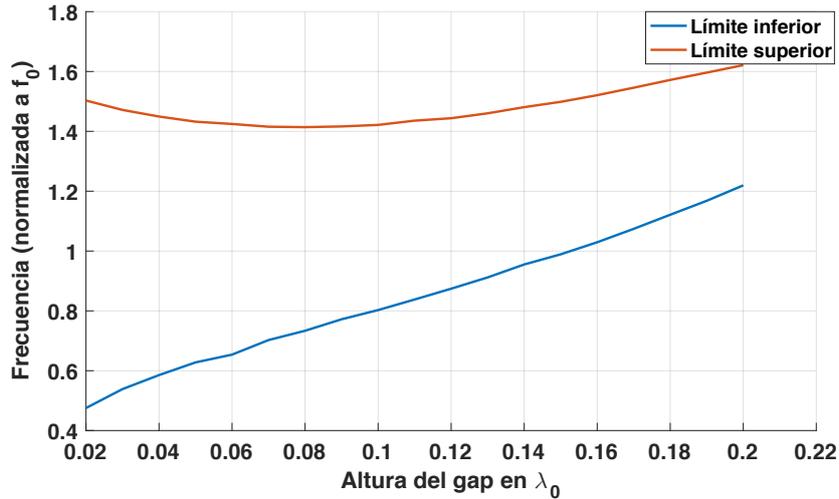


Figura 3.7. Límites superior e inferior de la stopband en función del gap en λ_0 , con una relación w/p de $0.5\lambda_0$, con la frecuencia normalizada a $f_0 = 17 \text{ GHz}$.

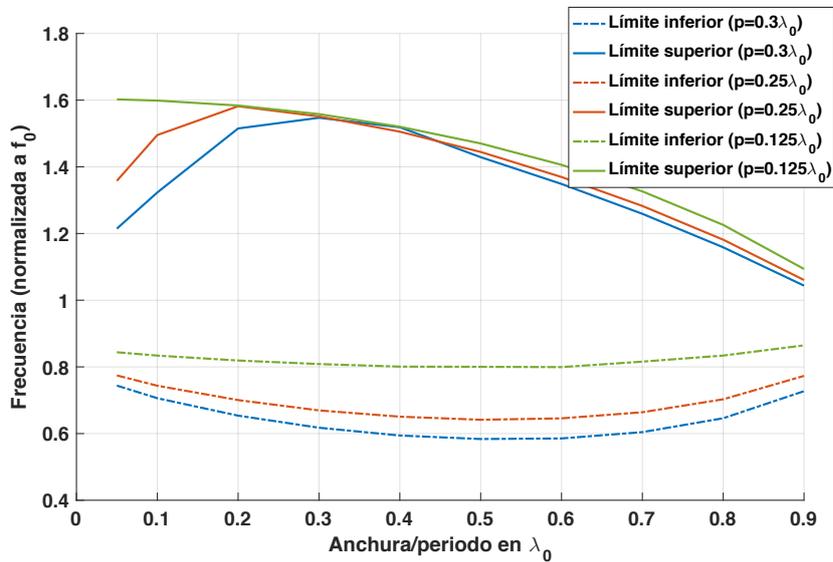


Figura 3.8. Límites superior e inferior de la stopband en función del ratio entre el ancho del pin, w , y el periodo, p , en λ_0 , con un gap de $0.04\lambda_0$, para diferentes periodos p y una anchura de pin w variable, con la frecuencia normalizada a $f_0 = 17 \text{ GHz}$.

A la vista de cómo afecta a la stopband cada uno de los parámetros de diseño del pin, las dimensiones finales son las siguientes: $gap = 0.7 \text{ mm}$ ($0.04\lambda_0$), $w = 2.5 \text{ mm}$ ($0.14\lambda_0$) y $p = 5.3 \text{ mm}$ ($0.3\lambda_0$). El diagrama de dispersión resultante se muestra en la Figura 3.9. La línea discontinua representa la constante de propagación de una onda plana (*Light line* o Línea de luz [14]), la primera curva sólida, empezando por la izquierda, es el modo básico de las placas paralelas que comienza con una frecuencia de 0, como en un modo TEM, y luego se desvía de la *Light line*.

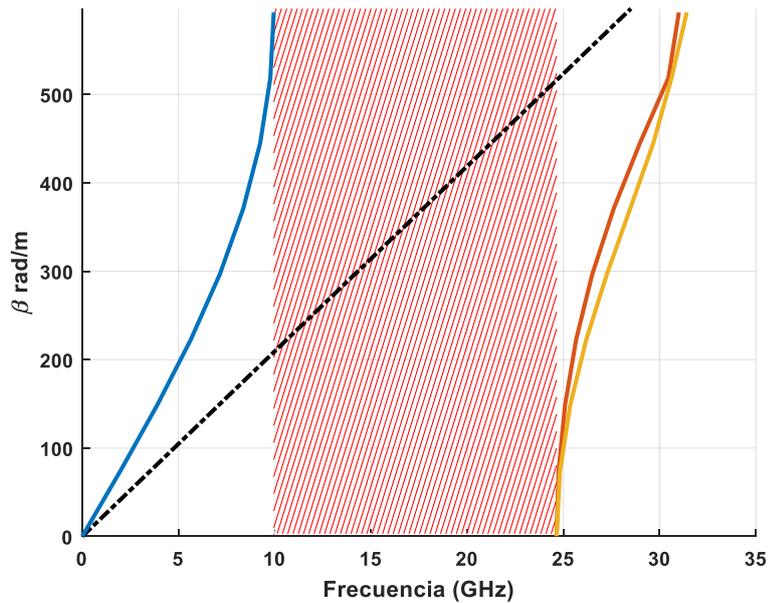


Figura 3.9. Diagrama de dispersión de una cama de pines infinita con $gap = 0.04\lambda_0$, $w = 0.14\lambda_0$ y $p = 0.3\lambda_0$.

Se observa que, con las dimensiones escogidas, la cama de pines simulada genera una stopband entre 10 y 25 GHz, aproximadamente, lo cual cubre de sobra la banda de trabajo de la antena (de 16 a 18 GHz).

3.3 Groove Gap Waveguide

Para la red de alimentación, se va a usar la GGW con polarización vertical. Se utiliza el pin diseñado en la sección 3.2, y se simula la celda unidad de una GGW, Figura 3.10. En este caso, las nuevas condiciones de contorno son las siguientes: periodicidad en la dirección de propagación de la guía, y pared eléctrica a los lados de los pines.

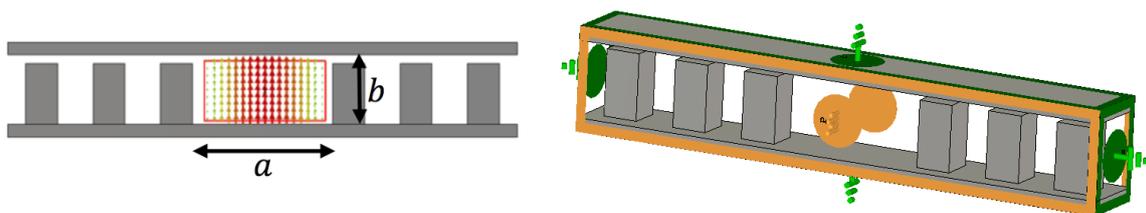


Figura 3.10. Celda unidad de la GGW.

De la misma manera que para la celda unidad de la cama de pines, se utiliza el Eigen-mode Solver de CST para obtener el diagrama de dispersión de esta nueva estructura, con una groove de dimensiones $a = 11 \text{ mm}$ y $b = 5.5 \text{ mm}$. En la Figura 3.11, se observa que ha aparecido un nuevo modo dentro de la stopband, este es el modo quasi-TE, ya que no se puede hablar del modo TE cuando no se trata de una guía de onda, deseado de la groove, las líneas sólidas azules son los modos que aparecen en la cama de pines. También se muestra la curva de dispersión para una guía de onda rectangular convencional con la misma sección transversal que la groove (misma altura b y anchura a).

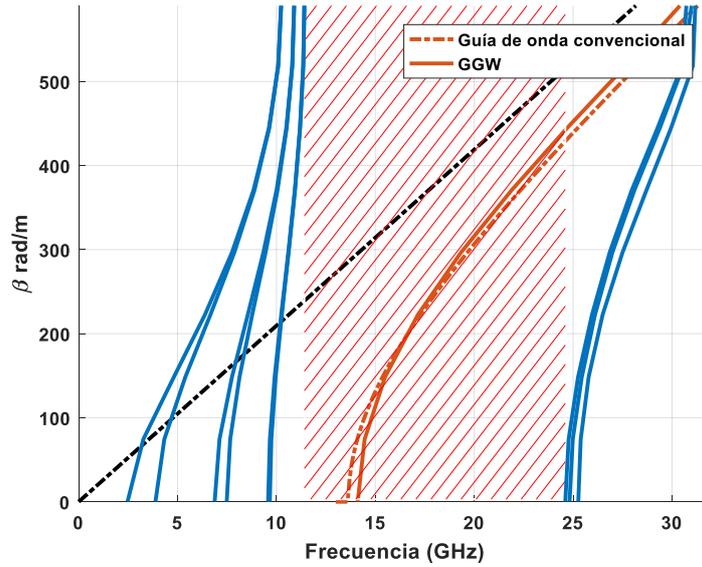


Figura 3.11. Diagrama de dispersión de la Groove Gap Waveguide de la Figura 3.10.

La frecuencia de corte del modo fundamental de la GGW es de 14.12 GHz, un poco más que la de la guía de onda rectangular, 13.63 GHz, aun así, van convergiendo y ambos modos son muy similares. Por lo tanto, el diagrama de dispersión de una GGW puede aproximarse por su guía de onda rectangular convencional equivalente, la cual puede obtenerse muy fácilmente por expresiones analíticas o fórmulas empíricas.

Como el prototipo a diseñar no es una cama infinita de pines, sino que va a ser finita, se analizan cuántas hileras de pines a los lados de la groove, como mínimo, son necesarias para evitar escapes de señal a lo largo de la GGW. Para ello, se ha simulado una GGW de 90 mm de largo ($\sim 3\lambda_g$ a 17 GHz) con una, dos y tres hileras de pines, a ambos lados. En este caso, como condiciones de contorno se pone abierto en todas direcciones menos en el eje longitudinal, de manera que se observen los escapes reales a través de los pines, Figura 3.12. El espacio entre los pines y los puertos y entre los pines y el borde de la guía, Figura 3.13, es de $k_1 = (p - w)/2 = 1.4 \text{ mm}$, según [15].

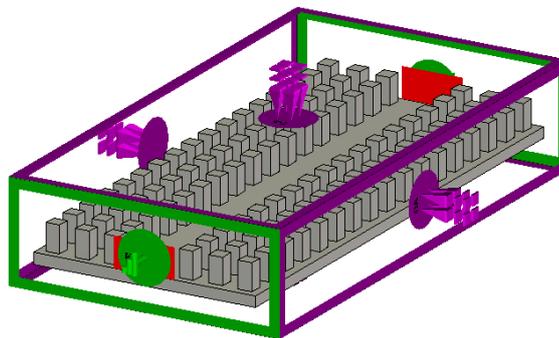


Figura 3.12. Condiciones de contorno de la Groove Gap Waveguide.

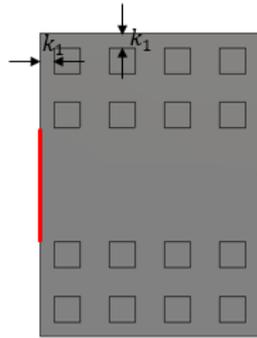


Figura 3.13. Ilustración de la localización del puerto.

En la Figura 3.14 se representa el campo eléctrico sobre la guía para los distintos casos. Con una hilera de pines, la amplitud máxima de la componente vertical del campo eléctrico va decayendo conforme se avanza en la guía, ya que se producen escapes. Esto no se ve para dos y tres hileras de pines, que mantienen la amplitud del campo en toda la guía.

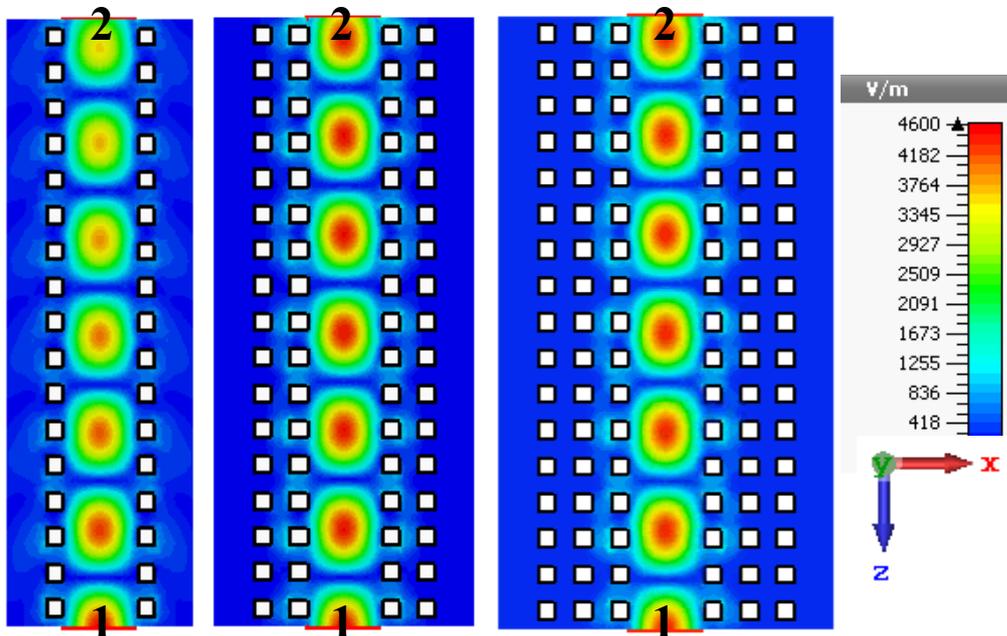


Figura 3.14. Vista superior del campo eléctrico, E_y , sobre la guía para $f_0 = 17 \text{ GHz}$, para una, dos y tres hileras de pines.

En la Figura 3.15, se muestra el coeficiente de transmisión, S_{21} , a través del cual se aprecian las pérdidas de inserción de los tres casos, así como el de una guía de onda rectangular convencional de la misma longitud. A la vista de los resultados, se descarta una hilera de pines porque está casi 2 dB por debajo de los otros dos casos. Sin embargo, el S_{21} es muy similar para dos y tres hileras, por lo que se determina que dos hileras es el mínimo número de hileras que se necesitan para lograr suficiente apantallamiento. De la misma manera, la Figura 3.16 muestra el coeficiente de adaptación, S_{11} , de los cuatro casos.

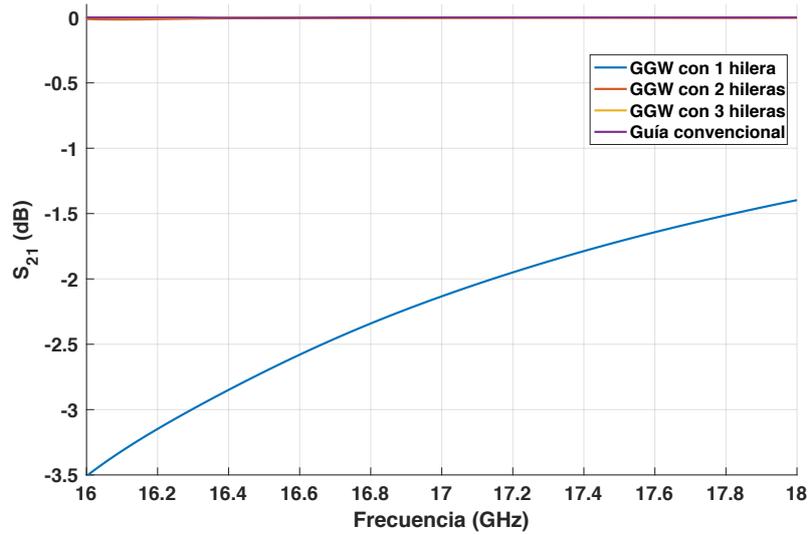


Figura 3.15. Coeficiente de transmisión, S_{21} , de la GGW para 1, 2 y 3 hileras de pines a los lados y de una guía de onda convencional.

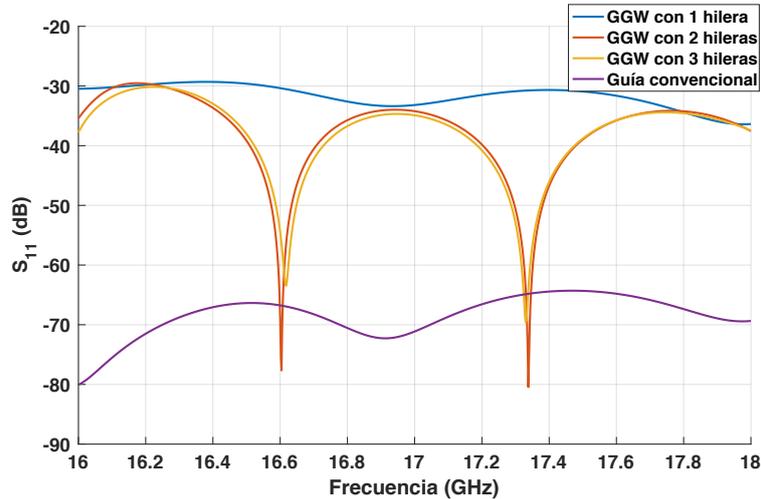


Figura 3.16. Coeficiente de adaptación, S_{11} , de la GGW para 1, 2 y 3 hileras de pines a los lados y de una guía de onda convencional.

En la Tabla 3.1, se resume el porcentaje de potencia respecto al total que se suministra por el puerto 1 a la guía. Se observa que la GGW con una única hilera de pines es la que más pérdidas tiene. Para dos y tres hileras, las pérdidas son las mismas, siendo estas mínimas.

Tabla 3.1. Porcentaje de potencia que llega al puerto 2 y porcentaje que se pierde por filtraciones a través de los pines, respecto a la potencia total suministrada por el puerto 1 a 17 GHz.

	GGW 1 hilera	GGW 2 hileras	GGW 3 hileras	Guía convencional
Potencia puerto 2	78.21%	99.96%	99.98%	100%
Pérdidas	19.6%	0%	0%	0%

Se fabrica una sección de GGW que se presentará más adelante en el apartado 4.

3.4 Red de alimentación

Para el diseño de la red de alimentación, se divide en secciones más sencillas, las cuales se diseñan y optimizan por separado para, a continuación, ensamblarlas hasta conseguir el diseño final de la red. Estas secciones se reflejan en la Figura 3.17: divisores de potencia de dos (rojo) y cuatro (azul) salidas con reparto uniforme, y la entrada en transición vertical (verde). Como la red que se va a diseñar es para un array que ya está construido, se deben adaptar las dimensiones del nuevo diseño a la separación física existente entre los elementos radiantes. Esto implica que, por ejemplo, en algunas zonas como las señaladas en el detalle de la Figura 3.17, la retícula de pines de la *gap waveguide* puede tener que ser modificada expresamente, en términos de anchura y separación entre pines, para adaptarse a ese espacio.

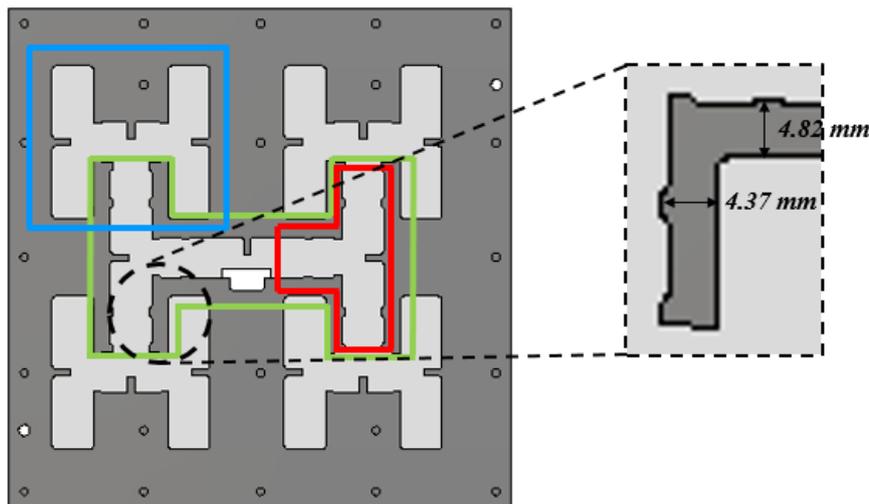


Figura 3.17. Subdivisiones de la red de alimentación corporativa que se va a diseñar por separado.

Para que los diseños por separado se asemejen lo máximo posible a cómo quedarán integrados en la red final, se van a incluir en los diseños parciales los pines modificados que son precisos para las zonas más estrechas señaladas en el detalle de la Figura 3.17. Antes de presentar los diseños de las distintas partes que forman la red de alimentación, se expone brevemente las características de estos nuevos pines y sus resultados.

3.4.1 Diseño de pines auxiliares

Se diseñan unos nuevos pines para aquellas zonas de la red donde la separación entre guías impide usar la retícula presentada en la sección 3.2. Los nuevos pines se diseñan de manera que quepan dos hileras, que es el mínimo que asegura un correcto apantallamiento entre secciones de guías contiguas, y la separación entre ellas sea de 1.5 mm ($p - w = 1.5 \text{ mm}$). Se ha evitado diseñar unos pines con una separación entre ellos menor a 1.5 mm por dos razones principales: para que en el mecanizado no sea preciso usar fresas de diámetro muy pequeño; y, teniendo una separación menor, se requeriría más tiempo de mecanizado y, por consiguiente, más coste de fabricación. En la Tabla 3.2 se muestran las dimensiones finales, así como los diagramas de dispersión en la Figura 3.18, para la zona de 4.37 mm y la de 4.82 mm.

Tabla 3.2. Dimensiones de los pines auxiliares.

Zona de 4.37 mm			Zona de 4.82 mm		
w	p	gap	w	p	gap
1.435 mm	2.935 mm	0.7 mm	1.66 mm	3.16 mm	0.7 mm

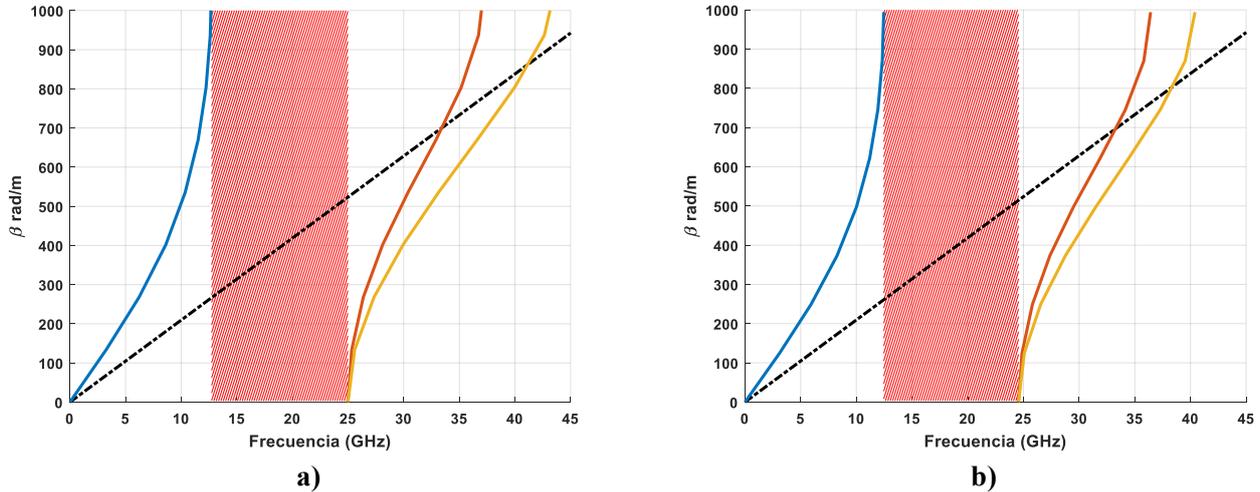


Figura 3.18. Rediseño de pines para las zonas más estrechas de la red. Zonas de a) 4.37 mm de ancho y b) de 4.82 mm de ancho.

Con estas nuevas dimensiones, los pines siguen cumpliendo que la banda de trabajo (de 16 GHz a 18 GHz) esté dentro de la stopband.

3.4.2 Divisor de potencia en T

El divisor de potencia en T, zona marcada en rojo de la Figura 3.17, va a repartir la potencia de forma equitativa en amplitud y fase. Para conseguir un reparto equitativo y una buena adaptación, se introducen discontinuidades en el divisor, a saber: pin en la bifurcación, estrechamientos a la entrada del divisor y desplazamiento de los pines del fondo.

3.4.2.1 Pin en la bifurcación

Se procede a poner un pin en la bifurcación con el objetivo de mejorar la adaptación. Como se desea distribuir la potencia por igual entre los dos puertos de salida del divisor en T, el pin se coloca en el centro de la bifurcación. Por lo tanto, la variable de diseño de esta discontinuidad es la separación entre el pin y la pared del fondo del divisor, s_2 , tal y como se muestra en la Figura 3.19. Se realiza un barrido paramétrico en CST para determinar cómo afecta este pin a la adaptación para una anchura de pin de 2 mm, Figura 3.20.

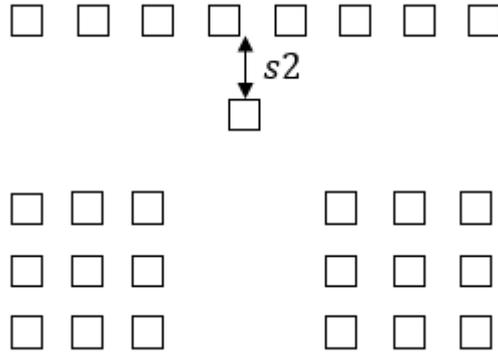


Figura 3.19. Divisor de potencia en T con un pin en la bifurcación como discontinuidad.

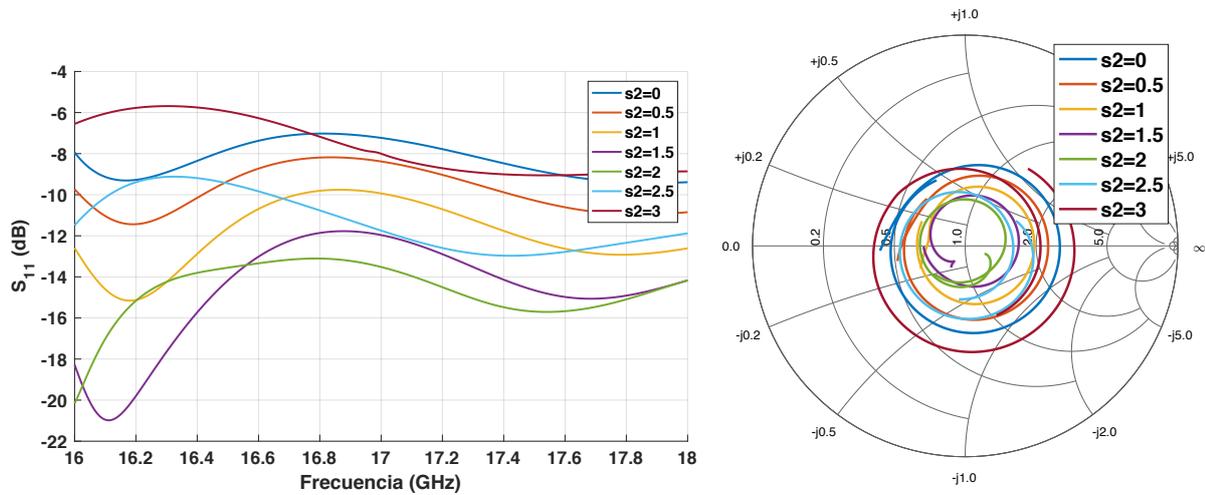


Figura 3.20. Adaptación del divisor de potencia en T en función de la separación entre el pin de la bifurcación y la pared del fondo, s_2 , para una anchura de pin de 2 mm.

A medida que el pin se va alejando de la pared del fondo, la adaptación va mejorando, hasta que llega a un valor óptimo de s_2 a partir del cual vuelve a empeorar la adaptación.

Por otro lado, el pin de la discontinuidad no tiene por qué ser del mismo tamaño que los pines diseñados en el punto 3.2, por lo que se procede a hacer otro barrido paramétrico del ancho del pin, Figura 3.21.

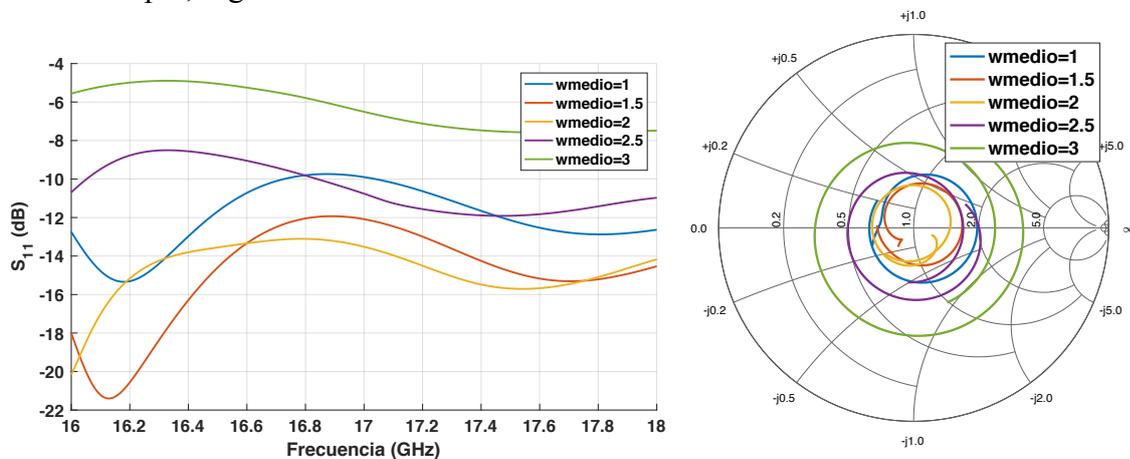


Figura 3.21. Adaptación del divisor de potencia en T en función del ancho del pin de la bifurcación para $s_2 = 2 \text{ mm}$.

De la misma manera que con la separación s_2 , a medida que aumenta la anchura del pin del medio, la adaptación mejora, hasta que llega a un valor óptimo en el que vuelve a empeorar.

3.4.2.2 Estrechamiento a la entrada del divisor

Se hacen dos estrechamientos a la entrada del divisor con un tamaño de ventana de w_1 y w_2 [16], según se muestra en la Figura 3.22.

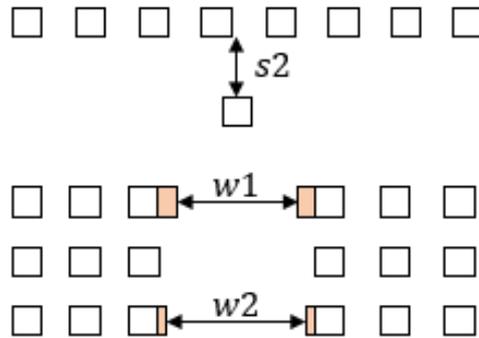


Figura 3.22. Divisor de potencia en T con estrechamientos en la entrada.

Se realiza un barrido paramétrico en CST con diferentes tamaños de ventanas w_1 y w_2 , Figura 3.23 y Figura 3.24, respectivamente. En primer lugar se pone solo la ventana w_1 y, a continuación, se fija w_1 con el valor $w_1 = 10 \text{ mm}$, y se introduce la ventana w_2 .

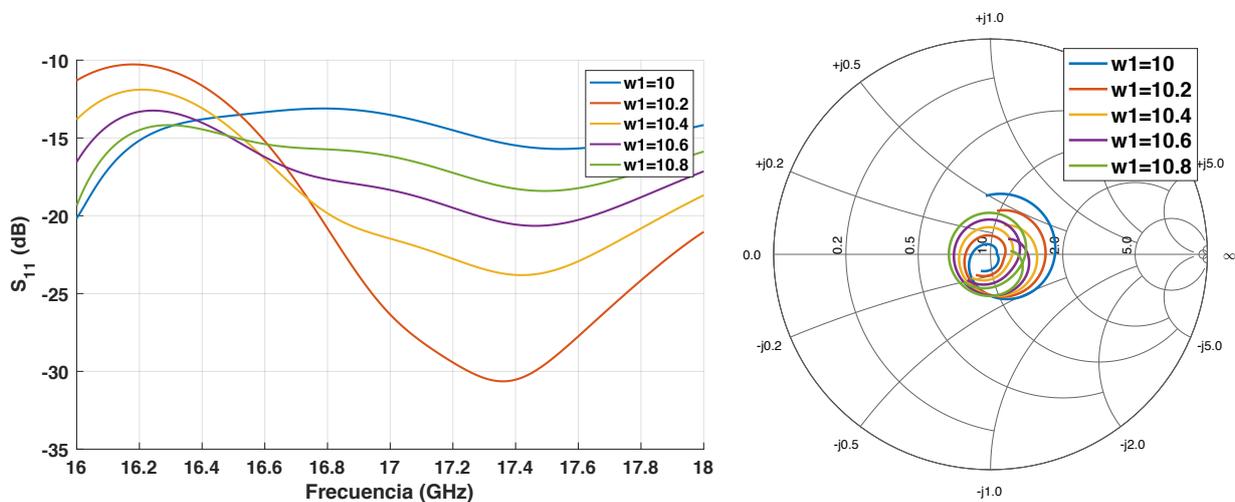


Figura 3.23. Adaptación del divisor de potencia en T en función del tamaño de la ventana del primer estrechamiento a la entrada, sin el estrechamiento de la segunda ventana.

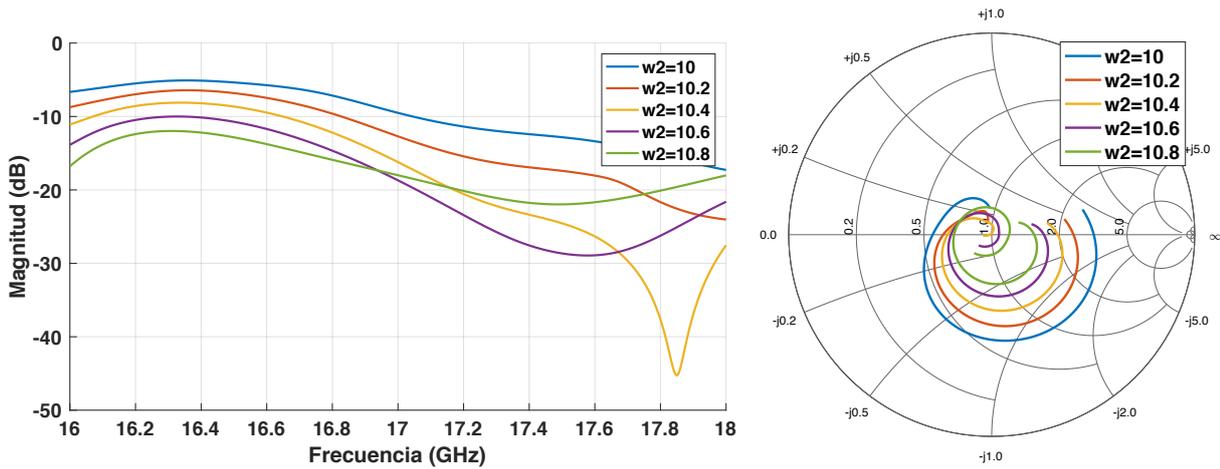


Figura 3.24. Adaptación del divisor de potencia en T en función del tamaño de la ventana del segundo estrechamiento a la entrada, fijando el valor de la primera ventana.

Según se va estrechando la ventana w_1 , mejora la adaptación en frecuencias altas y empeora en frecuencias bajas. Por otro lado, a medida que aumenta el tamaño de la ventana w_2 , la adaptación va mejorando, llegando a tener toda la banda por debajo de -10 dB.

3.4.2.3 Desplazamiento de los pines del fondo

Por último, se desplazan los pines del fondo de la bifurcación como se muestra en la Figura 3.25. Esta discontinuidad se hace en [18].

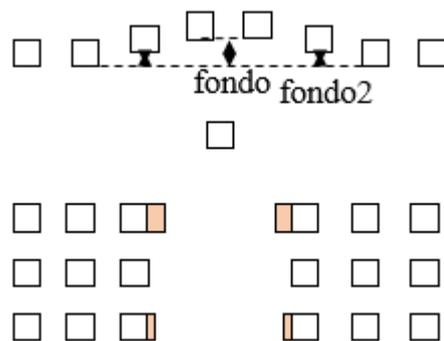


Figura 3.25. Divisor de potencia en T con desplazamiento en los pines del fondo.

Se muestra cómo varía la adaptación en función de cada uno de los parámetros de diseño: $fondo$, Figura 3.23, y $fondo2$, Figura 3.24. De la misma manera que para los estrechamientos de la entrada del divisor, se varía $fondo$ sin modificar $fondo2$ y, posteriormente, se fija un valor de $fondo$ y se realiza el barrido paramétrico de $fondo2$.

Se aprecia que, con el aumento del primer parámetro, la adaptación apenas varía, sin embargo, el aumento del segundo parámetro hace que empeore la adaptación.

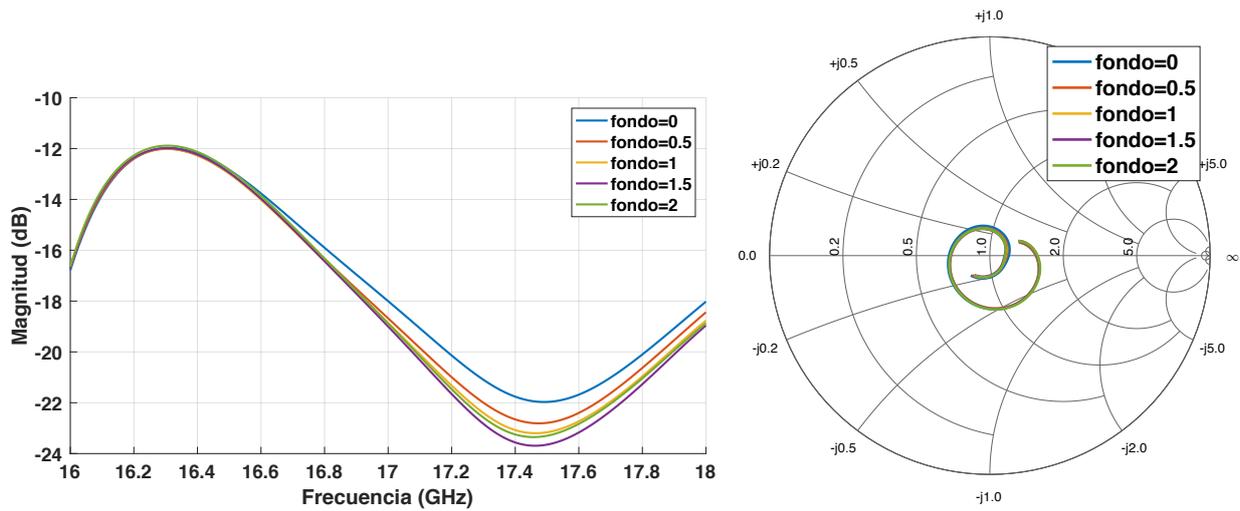


Figura 3.26. Adaptación del divisor de potencia en T en función de la separación de los pines del fondo.

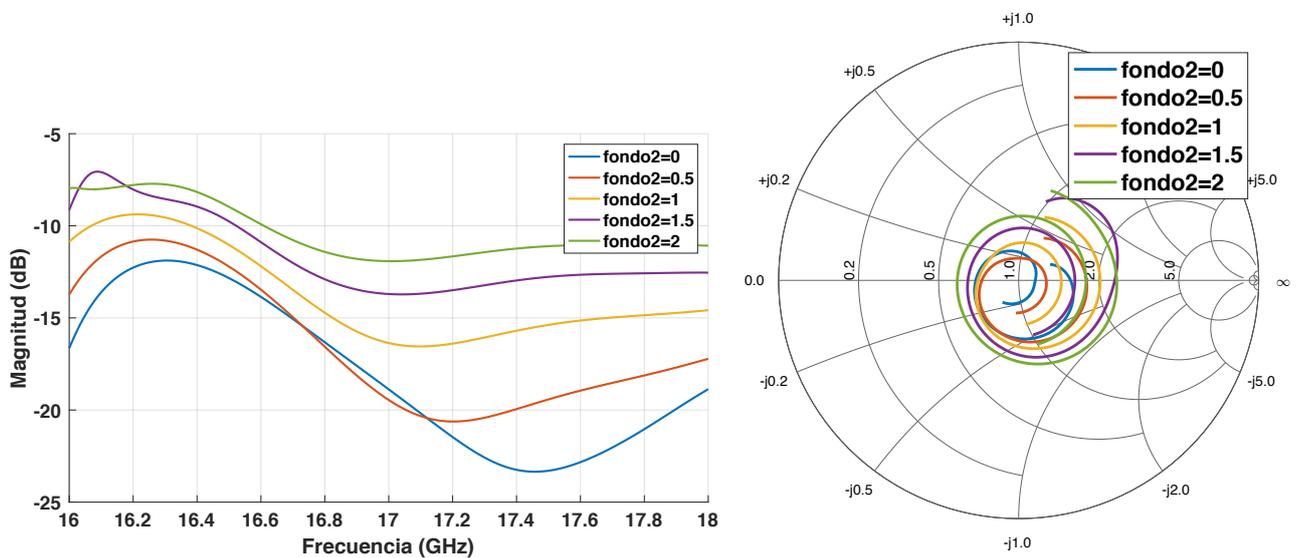


Figura 3.27. Adaptación del divisor de potencia en T en función de la separación de los pines laterales del fondo.

3.4.2.4 Divisor de potencia en T con discontinuidades

Una vez se ha visto cómo afectan cada una de las discontinuidades anteriores, se buscan los valores óptimos de los parámetros de diseño con el fin de obtener el mayor ancho de banda en adaptación posible. Finalmente, queda la estructura mostrada en la Figura 3.28. Aunque este divisor de potencia se ha diseñado por separado, se observa que los pines que franquean la guía son más pequeños que el resto, que se corresponden con los pines auxiliares presentados en la sección 3.4.1. Esto se debe a que se pretende simular el divisor en T en las condiciones más próximas posibles a las que tendrá integrado en la red de alimentación completa, donde la T abarca las zonas más estrechas de la red mencionadas anteriormente.

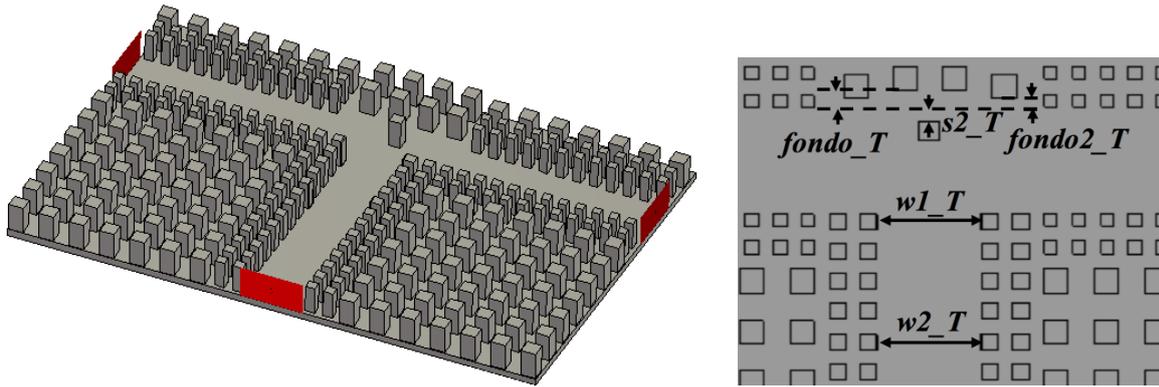


Figura 3.28. Estructura y discontinuidades del divisor de potencia en T en GW.

Con dichos valores, se obtiene la adaptación de la Figura 3.29 y un reparto equitativo en amplitud y fase, como se muestra en la Figura 3.30. Se observa una ligera diferencia de amplitud entre los parámetros S_{21} y S_{31} , que se debe al error cometido en el cálculo. Por la simetría física del divisor en T, con una simulación de mayor precisión convergerían a dos curvas idénticas.

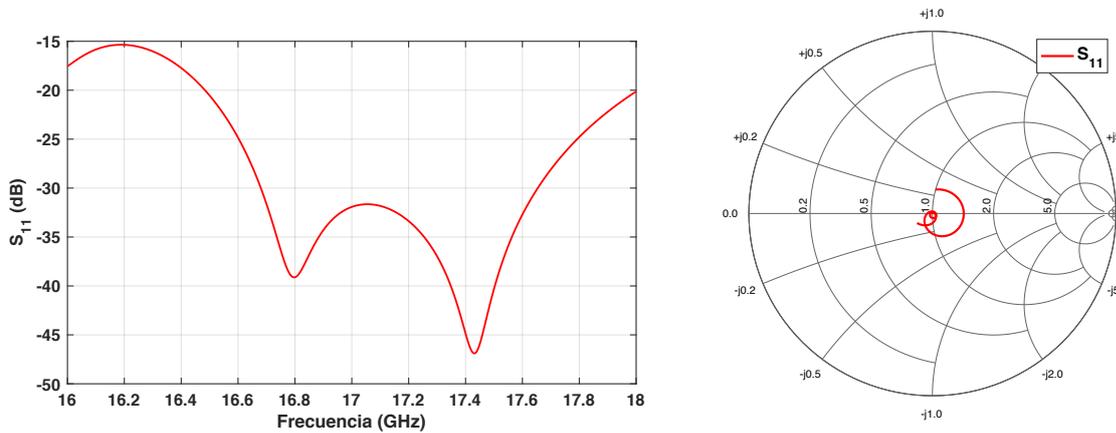


Figura 3.29. Adaptación simulada del divisor de potencia en T con discontinuidades.

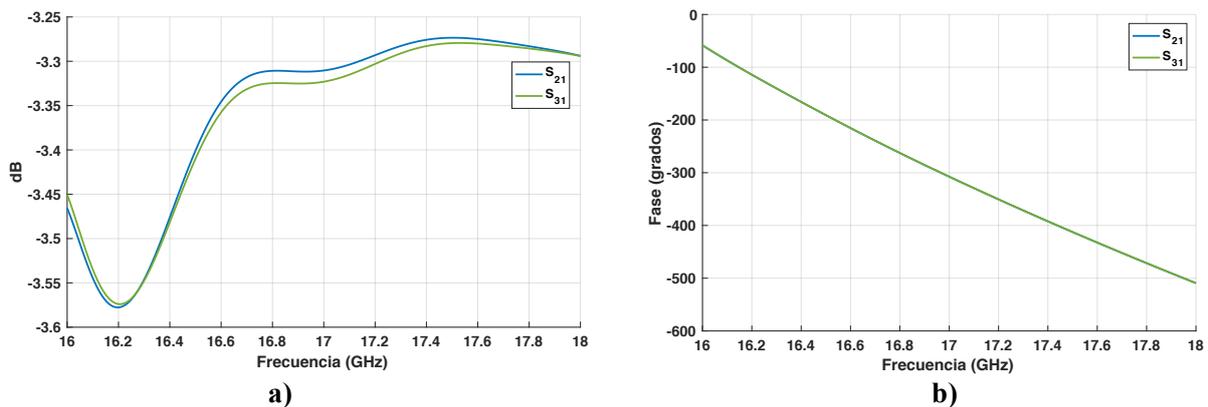


Figura 3.30. a) Reparto de potencia y b) diferencia de fase simuladas del divisor de potencia en T.

En la Tabla 3.3 se muestra el ancho de banda en adaptación, la descompensación máxima en reparto de amplitud y la máxima desviación de fase del divisor en T. Se ha conseguido un

reparto de potencia equitativo ya que la descompensación máxima en reparto de amplitud y la máxima desviación de fase son muy próximos a cero.

Tabla 3.3. Anchos de banda en adaptación, descompensación máxima en reparto de amplitud y máxima desviación de fase para el divisor de potencia en T en GW con puertos en las salidas.

$S_{11} < -20 \text{ dB}$	$S_{11} < -30 \text{ dB}$	Descompensación máxima en reparto de amplitud	Máxima desviación de fase
8.8%	5.6%	0.014 dB	0.2°

3.4.3 Divisor de potencia en H

De la misma manera que para el divisor en T, para diseñar el divisor en H, Figura 3.31, también se introducen las discontinuidades necesarias. Este divisor se corresponde con la zona marcada en azul de la Figura 3.17. Un divisor en H está formado por tres divisores en T muy compactos. Debido a la proximidad, la interacción entre los tres divisores en T es fuerte, por lo que es necesario diseñar este bloque completo para obtener una respuesta adecuada.

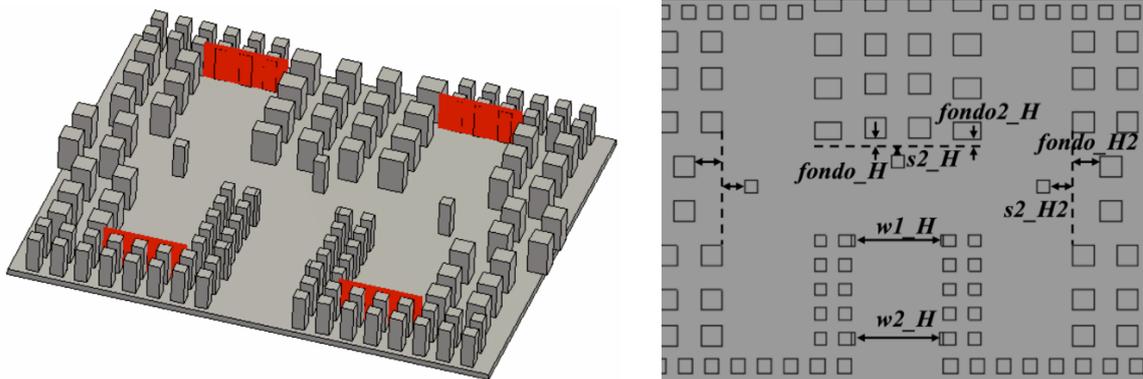


Figura 3.31. Estructura y discontinuidades del divisor de potencia en H en GW.

La Figura 3.32 presenta la adaptación del divisor en H. Se muestra también el reparto equitativo en amplitud y fase en la Figura 3.33.

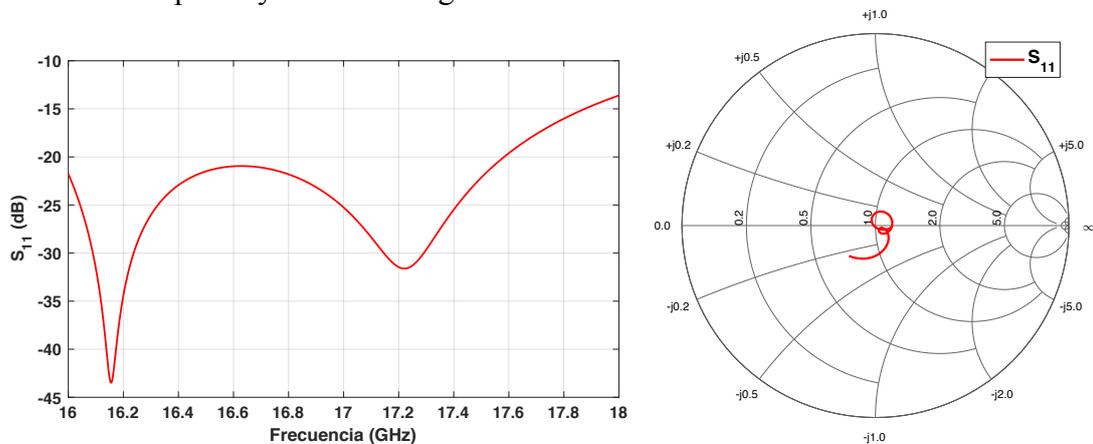


Figura 3.32. Adaptación simulada del divisor de potencia en H.

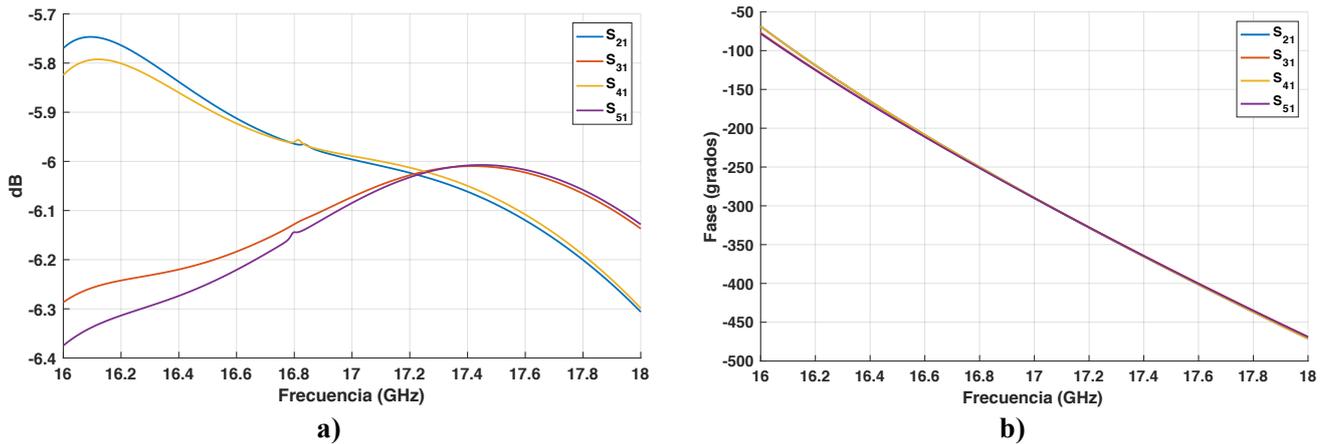


Figura 3.33. a) Reparto de potencia y b) diferencia de fase simulados del divisor de potencia en H.

De la misma manera que para el divisor en T, se resumen en la Tabla 3.4 el ancho de banda en adaptación y la desviación en amplitud y fase, siendo esta última algo mayor a frecuencias bajas.

Tabla 3.4. Anchos de banda en adaptación, descompensación máxima en reparto de amplitud y máxima desviación de fase para el divisor de potencia en H en GW con puertos en las salidas.

$S_{11} < -20 \text{ dB}$	Descompensación máxima en reparto de amplitud	Máxima desviación de fase
9.8%	0.6 dB	9.2°

3.4.4 Entrada en transición vertical

La red se va a alimentar a través de una guía de onda estándar WR-51 que va a entrar verticalmente, la zona marcada en verde de la Figura 3.17. En la Figura 3.34, se observan los tres parámetros de diseño de esta estructura: posición de la WR-51 respecto del centro de la guía de la red (*pos_guia*), posición de los pines de los laterales (*entradav_1*), y posición de los pines de abajo de la WR-51 (*entradav_2*). Además de estos tres parámetros, también se pueden modificar las discontinuidades del divisor en T, señalados en la Figura 3.28, para mejorar la adaptación.

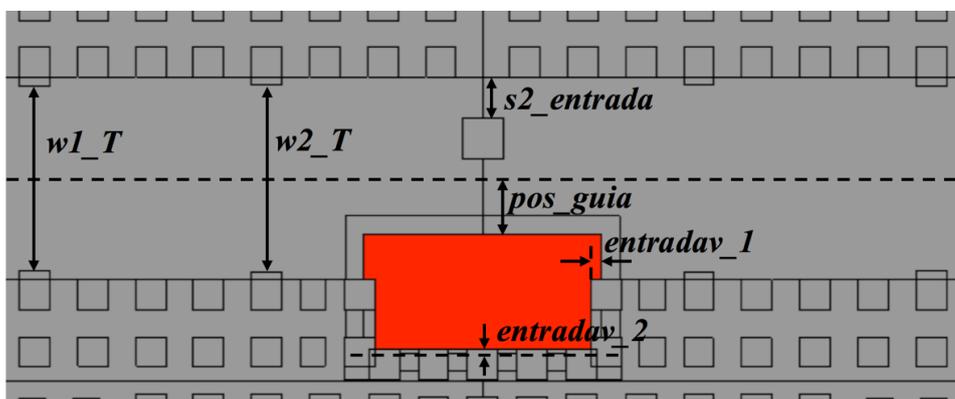


Figura 3.34. Vista superior de la sección de entrada de la WR-51 a la antena.

Para diseñar la entrada de la red, la estructura a simular contiene la guía vertical WR-51 de entrada, la transición de esta guía a la red de alimentación horizontal y el primer nivel de división de potencia de la red de alimentación, es decir, la zona marcada en verde de la Figura 3.17 del apartado 3.4. De esta manera, se tiene en cuenta la interacción entre la entrada y los divisores, los cuales se encuentran muy próximos.

Se muestra tanto la adaptación de la estructura, Figura 3.35, como el reparto de potencia y la diferencia de fases, Figura 3.36. De las gráficas se obtiene la Tabla 3.5, donde se muestran los anchos de banda en adaptación, la máxima descompensación en reparto de amplitud y la desviación máxima en fase.

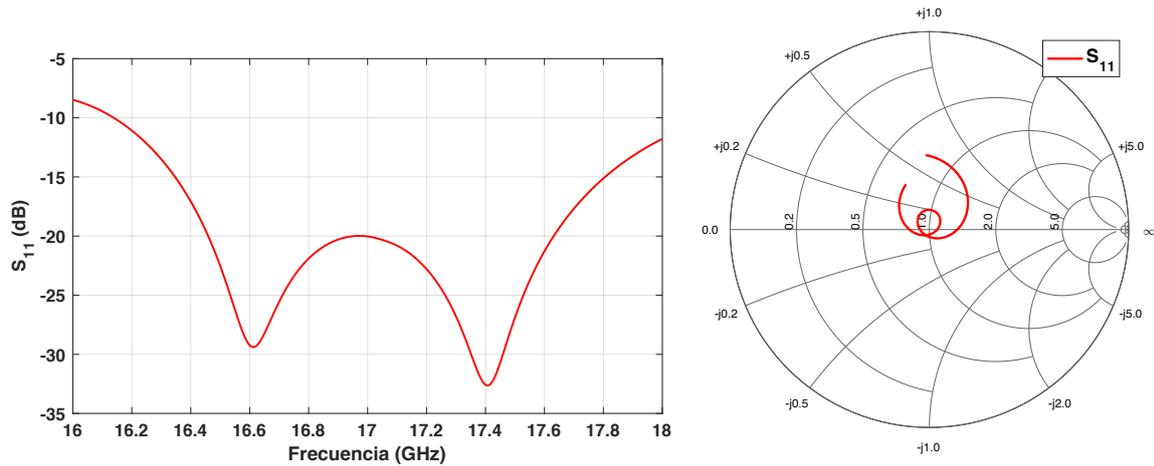


Figura 3.35. Adaptación simulada de la entrada en transición vertical.

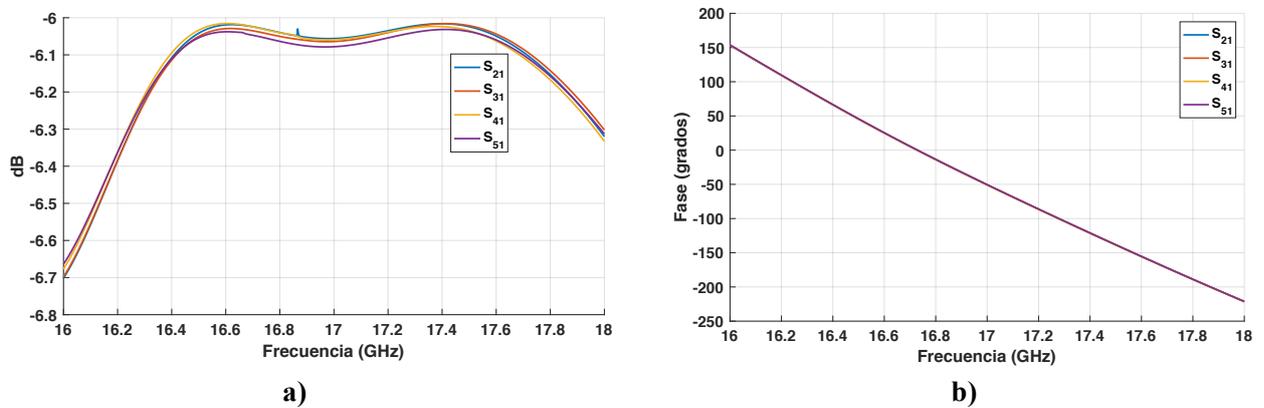


Figura 3.36. a) Reparto de potencia y b) diferencia de fase simulados en la entrada en transición vertical.

Tabla 3.5. Anchos de banda en adaptación, descompensación máxima en reparto de amplitud y máxima desviación de fase para la entrada en transición vertical con puertos en las salidas.

$S_{11} < -15 \text{ dB}$	$S_{11} < -20 \text{ dB}$	Descompensación máxima en reparto de amplitud	Máxima desviación de fase
8.5%	6.8%	0.023 dB	0.35°

3.4.5 Integración de la red de alimentación

Una vez se han diseñado las partes por separado, se procede a su integración. Para asegurar una buena adaptación, primero se integra la mitad de la red, Figura 3.37, es decir, un divisor en T con un divisor en H en cada salida, optimizando ligeramente los valores de las discontinuidades de la estructura para lograr la mejor adaptación.

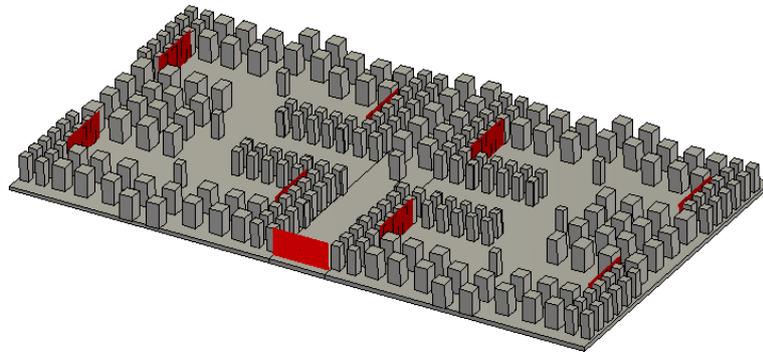


Figura 3.37. Estructura de la mitad de la red de alimentación en GW.

Con estos valores, se simula la red obteniendo la adaptación que se muestra en la Figura 3.38, y se comprueba que el reparto de potencia y la diferencia de fase se siguen manteniendo, Figura 3.39.

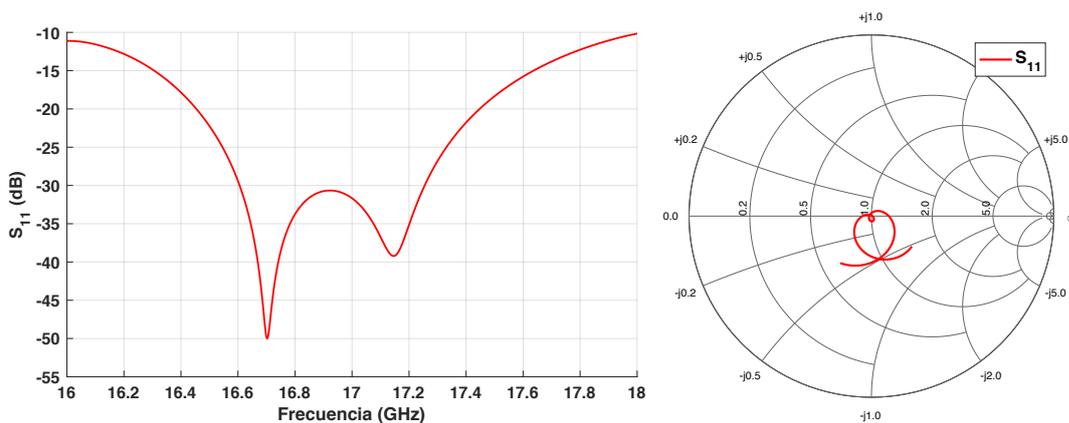


Figura 3.38. Adaptación simulada de la mitad de la red de alimentación.

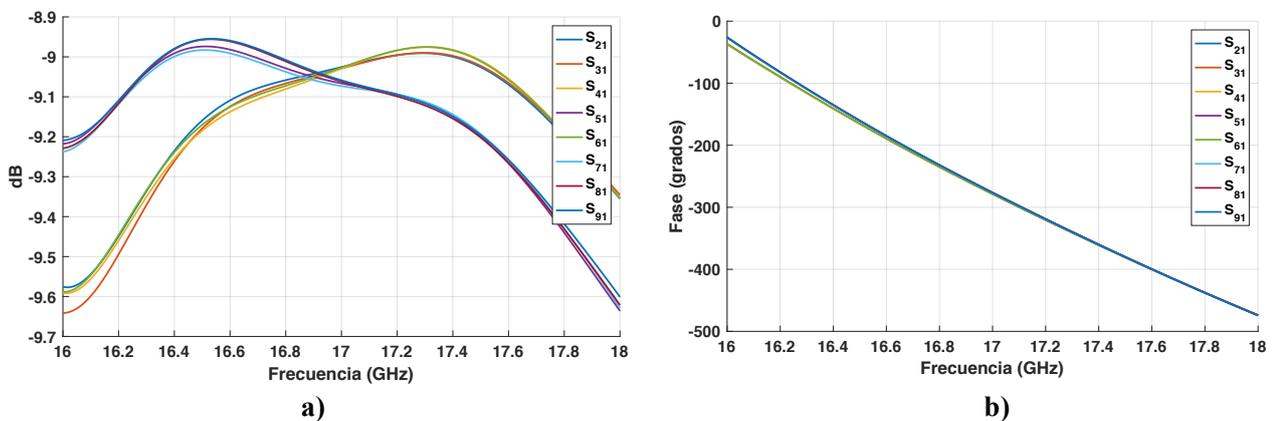


Figura 3.39. a) Reparto de potencia y b) diferencia de fase simulados en la mitad de la red de alimentación.

Tabla 3.6. Anchos de banda en adaptación, descompensación máxima en reparto de amplitud y máxima desviación de fase para la mitad de la red de alimentación en GW con puertos en las salidas.

$S_{11} < -20 \text{ dB}$	$S_{11} < -30 \text{ dB}$	Descompensación máxima en reparto de amplitud	Máxima desviación de fase
5.9%	3.8%	0.432 dB	10.86°

Una vez se tiene la mitad de la red adaptada, se unen dos mitades mediante la entrada vertical diseñada, Figura 3.40.

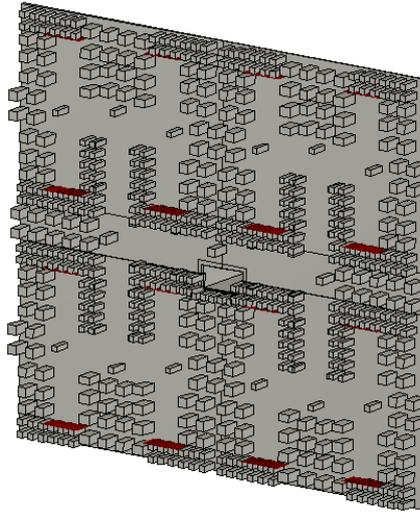


Figura 3.40. Red de alimentación en GW con puertos en las salidas.

Se muestran la adaptación, Figura 3.41, así como el reparto de potencia y la diferencia de fase, Figura 3.42.

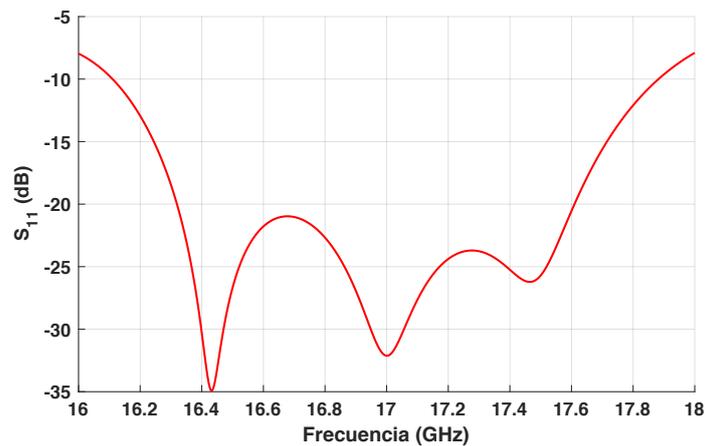


Figura 3.41. Adaptación simulada de la red de alimentación con puertos de salida.

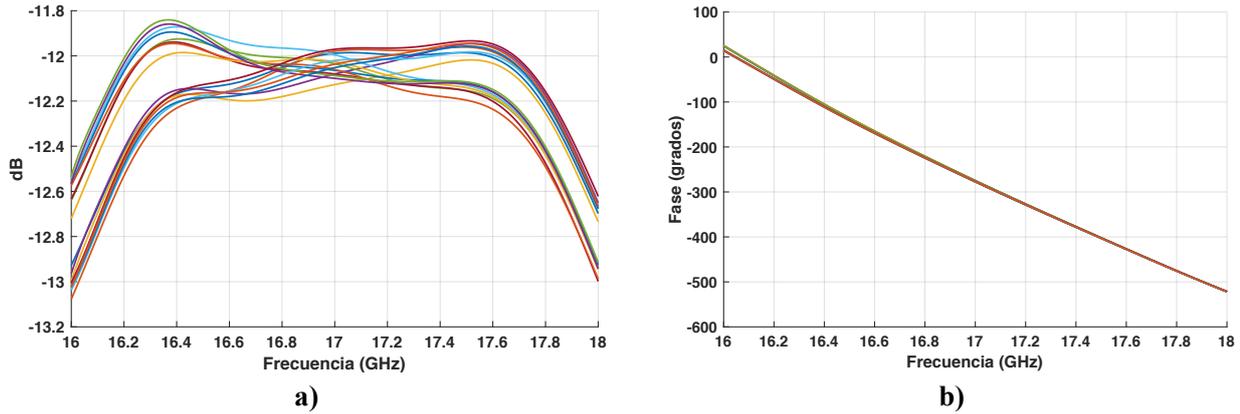


Figura 3.42. a) Reparto de potencia y b) diferencia de fase simulados en la red de alimentación con puertos en las salidas.

En la Tabla 3.7, se observa que la red de alimentación con puertos en las salidas tiene una buena adaptación y un reparto equitativo de potencia.

Tabla 3.7. Anchos de banda en adaptación, descompensación máxima en reparto de amplitud y máxima desviación de fase para la red de alimentación en GW con puertos en las salidas.

$S_{11} < -15 \text{ dB}$	$S_{11} < -20 \text{ dB}$	Descompensación máxima en reparto de amplitud	Máxima desviación de fase
8.6%	7.6%	0.42 dB	11.47°

Se hace un estudio de los 5 primeros modos superiores en la red, Figura 3.43, para comprobar si la integración de la red entera afecta de alguna manera.

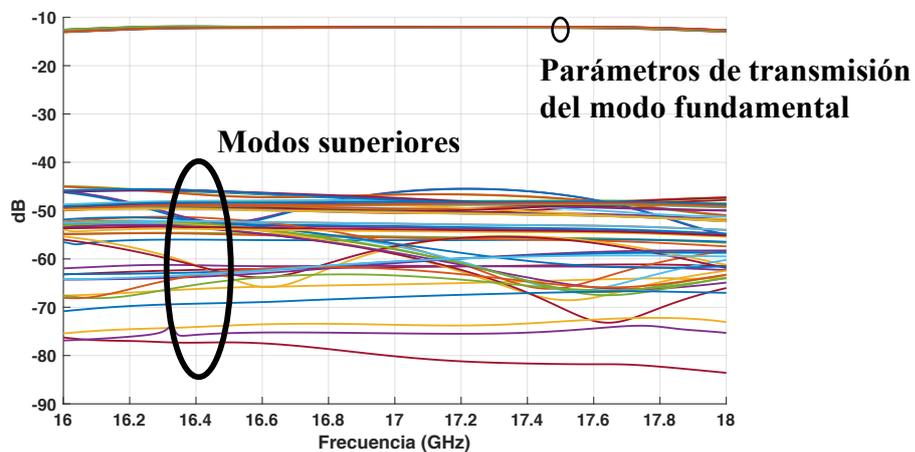


Figura 3.43. Acoplo de señal desde el modo fundamental hacia los cinco primeros modos superiores de la guía, para la red de alimentación de la Figura 3.40.

En la figura se muestran los parámetros de transmisión del modo fundamental y los cinco primeros modos superiores. Se observa que no hay modos superiores por encima de -40 dB y que están más de 30 dB por debajo del nivel de los S_{i1} , por lo que se considera que el funcionamiento monomodo de la estructura queda garantizado.

3.4.6 Integración con elementos radiantes

En primer lugar, se debe validar la red en GW en combinación con la antena existente. Se parte del subarray 2x2 alimentado por un tramo de guía en GW, Figura 3.44.

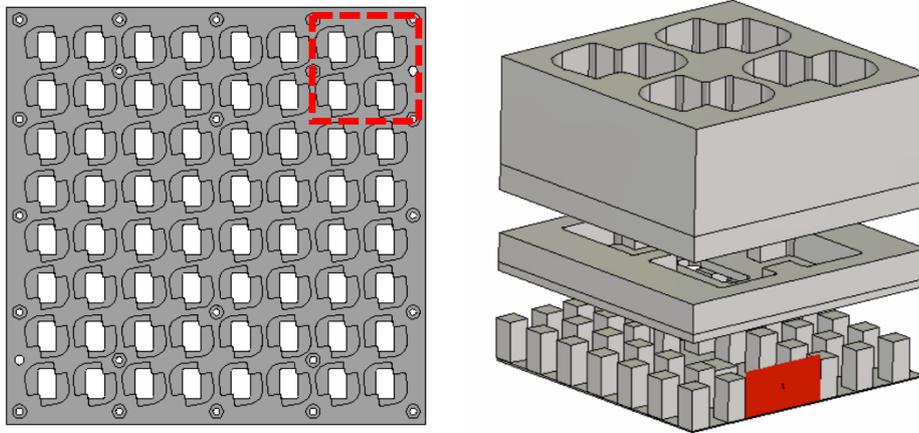


Figura 3.44. Subarray 2x2 alimentado por un divisor compacto y un tramo de guía en GW.

El acoplamiento entre cada salida de la red de alimentación se hace a través de la ranura de acoplo hacia el divisor compacto que después permite alimentar al subarray 2x2. De ahí surge la necesidad de introducir un nuevo elemento, un nuevo pin de acoplo que ayude a la señal a propagarse a través de la ranura hacia el nivel superior de alimentación. Se simula el subarray alimentado en GW, como se muestra en la Figura 3.45.

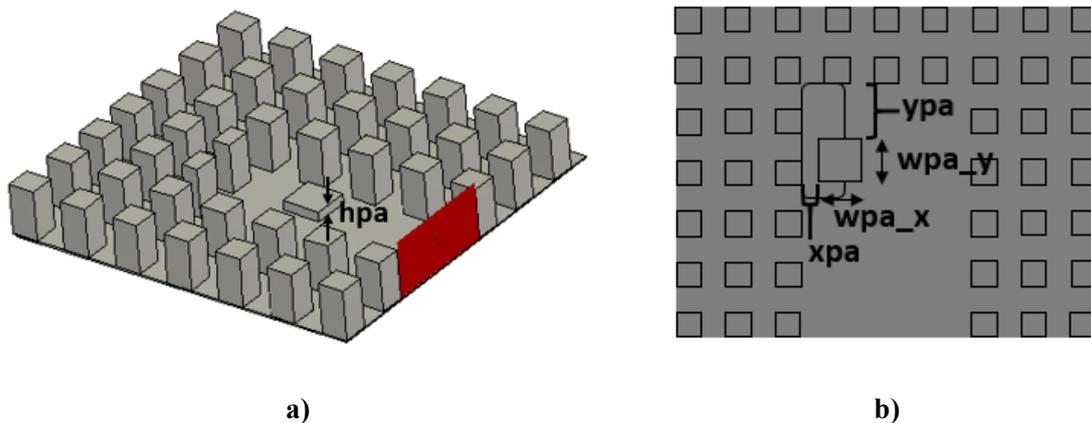


Figura 3.45. Estructura y dimensiones con el pin de acoplo debajo de la ranura a) visto desde arriba y b) visto desde abajo.

La Figura 3.42 muestra la adaptación de esta estructura, así como la adaptación de la estructura antes de introducir el pin de acoplo. De esta manera, se ve lo necesario que es integrar dicho pin por la gran desadaptación que hay.

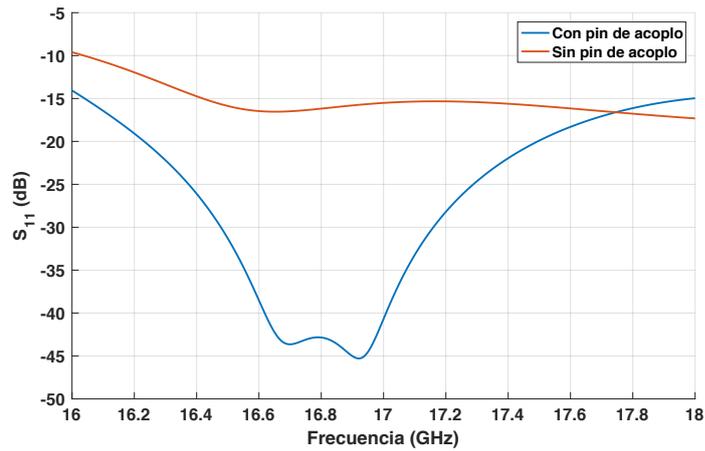


Figura 3.46. Adaptación simulada del subarray 2x2 con y sin el pin debajo de la ranura.

Tras el diseño del pin de acoplo, se procede a integrar el divisor en H con los elementos radiantes, cuatro subarrays 2x2, definiendo así un subarray de 4x4 elementos radiantes, Figura 3.47. En el diseño inicial del divisor en H, apartado 3.4.3, no se contempla el pin de acoplo, por lo que, al integrar dicho pin y los elementos radiantes, se observa desadaptación. Como las capas superiores (la capa 2 de cavidades distribuidoras y la capa 1 de elementos radiantes) están ya construidas y no se puede hacer ninguna modificación sobre ellas, se retocan ligeramente las discontinuidades del divisor ya diseñado para obtener un comportamiento óptimo en adaptación. La Figura 3.48 muestra la adaptación de esta estructura.

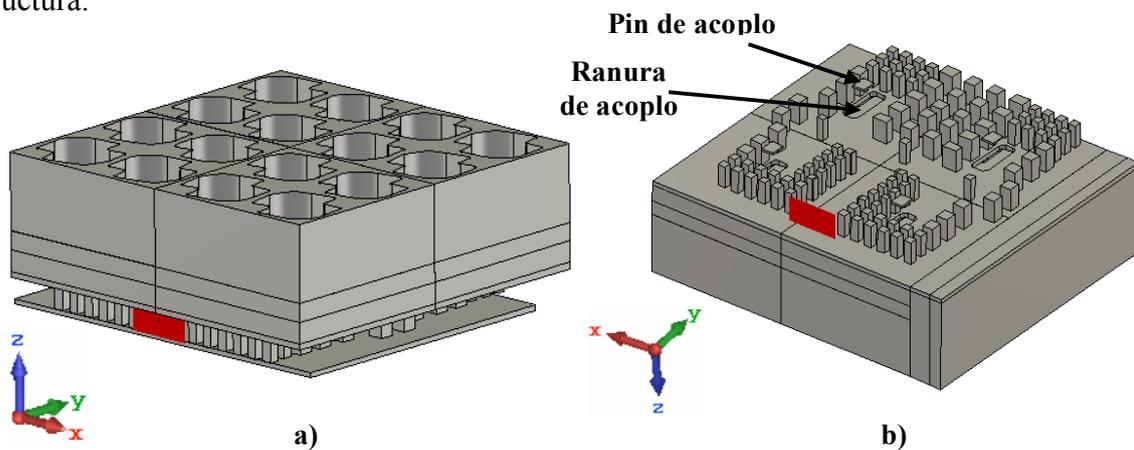


Figura 3.47. Divisor de potencia en H con el pin de acoplo y los elementos radiantes a) perspectiva desde arriba y b) perspectiva desde abajo.

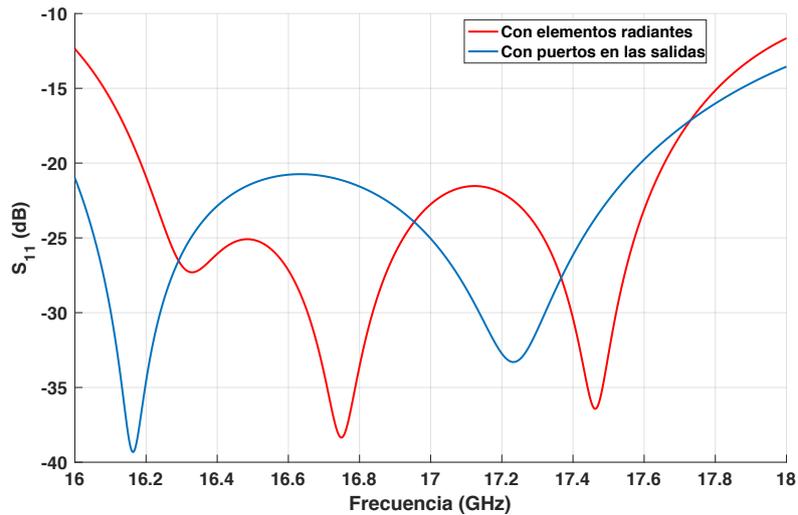


Figura 3.48. Adaptación simulada del subarray 4x4 alimentado con el divisor de potencia en H diseñado en GW.

Añadiendo los elementos radiantes y los pines de acoplo, se ha conseguido una adaptación muy parecida a la obtenida con el divisor en H con puertos en las salidas, Tabla 3.8.

Tabla 3.8. Anchos de banda en adaptación para el divisor de potencia en H en GW con elementos radiantes.

$S_{11} < -15 \text{ dB}$	$S_{11} < -20 \text{ dB}$
10.2%	8.7%

Se integran dos divisores en H para formar la mitad de la red de alimentación con los elementos radiantes y los nuevos pines de acoplo. Debido a la desadaptación que produce conectar los elementos radiantes con la red de alimentación, así como la desadaptación producida por los acoplos mutuos entre dichos elementos, se vuelven a retocar ligeramente las discontinuidades de la red. La Figura 3.49 muestra la estructura simulada y la Figura 3.50 la adaptación de dicha estructura.

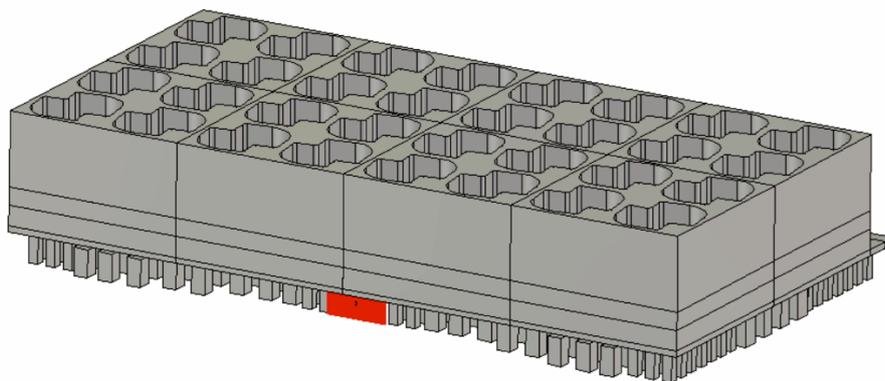


Figura 3.49. Estructura de la mitad de la red de alimentación en GW con los pines de acoplo y los elementos radiantes.

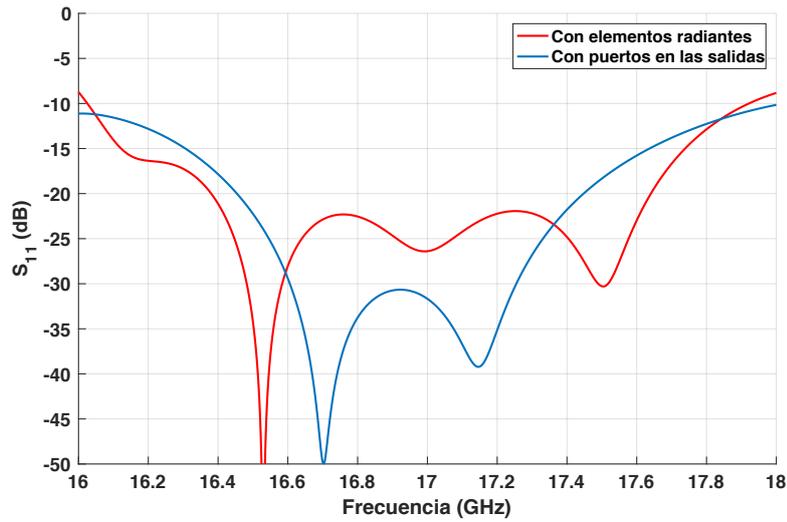


Figura 3.50. Adaptación simulada del subarray 4x8 alimentado con la mitad de la red de alimentación en GW.

Tabla 3.9. Anchos de banda en adaptación para la mitad de la red de alimentación en GW con elementos radiantes.

$S_{11} < -15 \text{ dB}$	$S_{11} < -20 \text{ dB}$
9.6%	7.4%

Por último, se integra la red completa con la entrada en transición vertical, Figura 3.51, donde se muestran las modificaciones necesarias, los taladros, para su fabricación y unión con el resto de las capas de la antena.

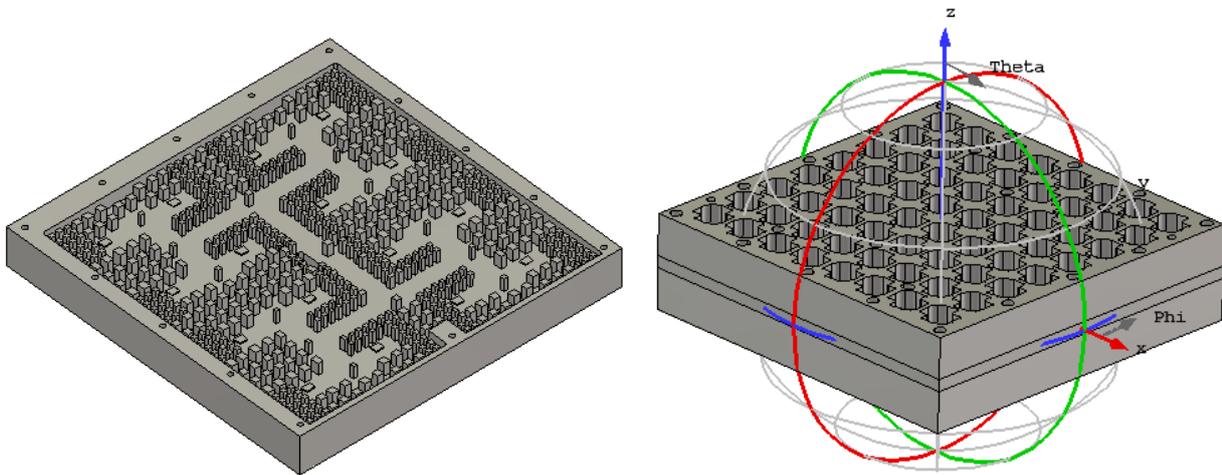


Figura 3.51. Estructura de la red de alimentación en GW completa.

En cada fase se han ido optimizando los parámetros de diseño para obtener una buena adaptación. Los valores finales se muestran en la Tabla 3.10 y la adaptación final en la Figura 3.52.

Tabla 3.10. Valores finales de la red completa.

Divisor en H		Divisor en T		Entrada vertical		Pin de acoplo	
s2_H	1.9	s2_T	1.8	s2_entrada	2.2	xpa	1.1
w1_H	10.2	fondo_T	1.9	entrav_1	0.6	ypa	4.6
w2_H	10.5	fondo2_T	0	entrav_2	0.24	wpa_x	2.7
fondo_H	1.3	w1_T	10.15	pos_guia	3.06	wpa_y	3.2
fondo2_H	0.5	w2_T	10.3			hpa	0.4
s2_H2	2.6						
fondo_H2	3.1						

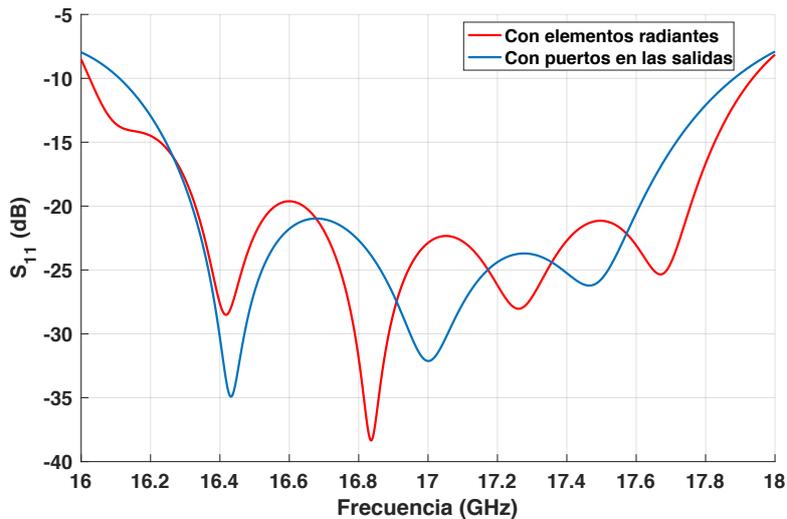


Figura 3.52. Adaptación simulada de la antena con la red de alimentación en GW.

La Tabla 3.11 muestra los anchos de banda en adaptación a -15 y -20 dB. Se observa que se ha conseguido una adaptación mejor que con puertos en las salidas.

Tabla 3.11. Anchos de banda en adaptación para la red de alimentación en GW con elementos radiantes.

$S_{11} < -15 \text{ dB}$	$S_{11} < -20 \text{ dB}$
9.4%	8.4%

También se muestra el diagrama de radiación, Figura 3.53, y el AR, Figura 3.54. En la Figura 3.53 se compara el diagrama simulado con el teórico. La componente a derechas presenta lóbulos simétricos, esto se debe a que la red de alimentación alimenta uniformemente al array; y tiene un SLL de -12.5 dB, muy próximo a los -12.8 dB que da al calcular el factor de array del array en cuestión, es decir, 8 elementos radiantes con una separación $d = 30.74 \text{ mm}$ ($1.7419\lambda_0$) entre ellos. El diagrama de radiación es muy similar en los dos planos principales, $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$, debido a la simetría física de la antena y a la buena uniformidad en la ley de alimentación. En el plano $\phi = 90^\circ$ el SLL es de -15 dB, aproximadamente, valor que difiere del factor de array teórico mencionado. Esto puede deberse a los acoplos mutuos que afectan de manera diferente a uno y a otro plano ya que la ranura que excita a los elementos radiantes no es simétrica.

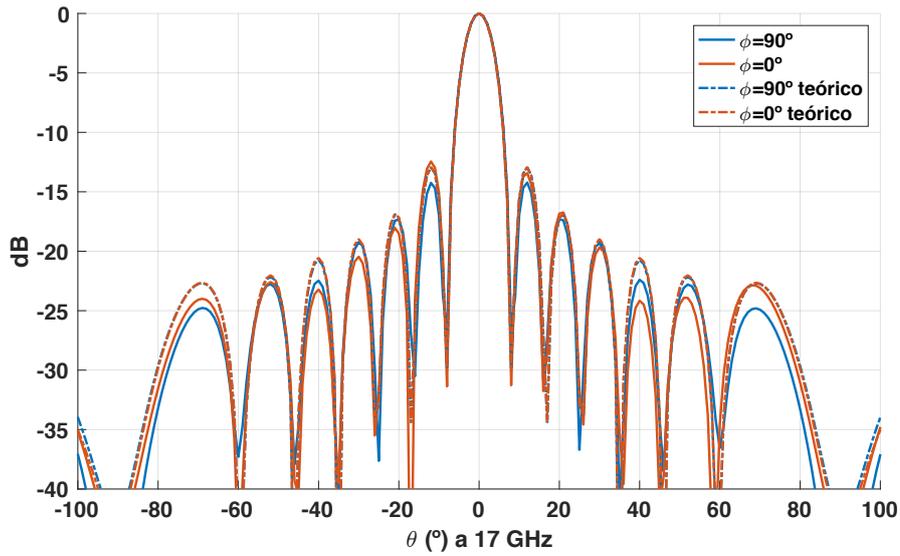


Figura 3.53. Comparación diagrama de radiación teórico y simulado a 17 GHz con la red de alimentación en GW.

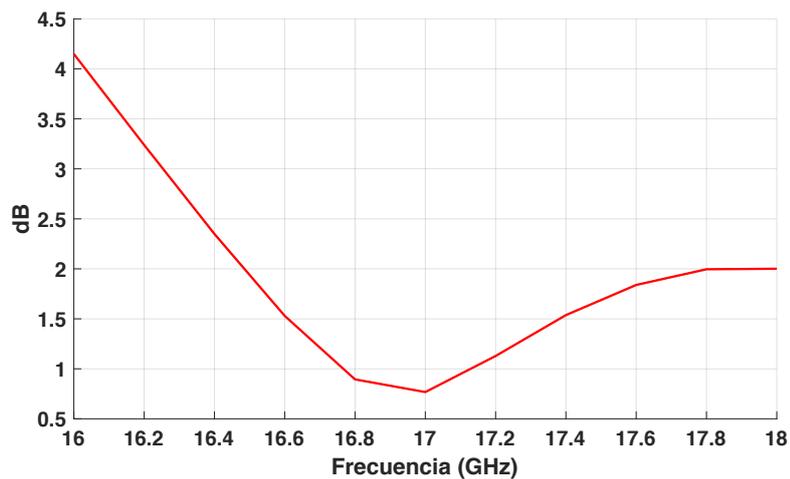


Figura 3.54. Axial Ratio en broadside de la antena con la red de alimentación en GW.

En la Figura 3.53, se muestra el diagrama normalizado ya que las directividades y ganancias se analizan en el capítulo 4. Por otro lado, el AR es casi idéntico al de la antena disponible, como se verá más adelante.

3.5 Cavidades distribuidoras

Una vez se ha diseñado el nivel inferior de alimentación y se ha comprobado que funciona para la antena original, se procede a diseñar el segundo nivel de alimentación en GW. Para sustituir la capa 2, capa de cavidades distribuidoras, Figura 3.4 b), es necesario empezar por el subarray 2x2. Este elemento, Figura 3.55, se compone de un pequeño tramo de guía de onda convencional, por donde se va a alimentar una cavidad distribuidora y un elemento radiante (subarray 2x2). Este diseño se ha realizado considerando la red de alimentación en guía convencional, ya que se quiere independizar del diseño de la red de la capa de abajo presentado en la sección anterior para poder emplear ambas capas tanto de manera combinada como independiente, de manera que las capas de alimentación en GW y las originales sean totalmente intercambiables sin alterar el rendimiento de la antena.

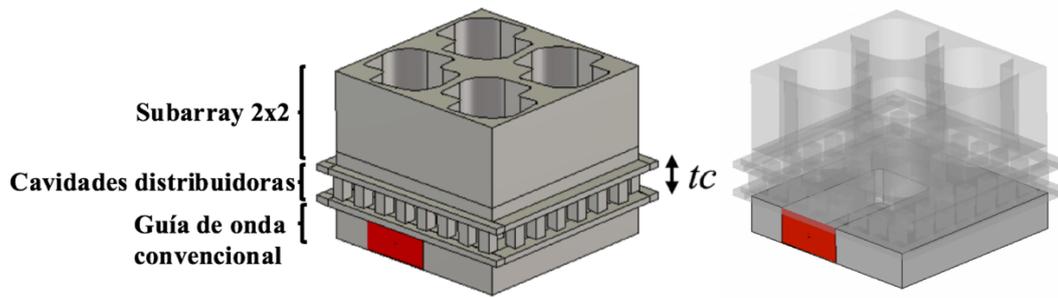


Figura 3.55. Elemento unitario con la capa de cavidades distribuidoras en GW.

Los parámetros de diseño son: la altura de la cavidad, tc , y la dimensión y la posición de los cuatro pines que hacen de discontinuidad de la cavidad, Figura 3.56.

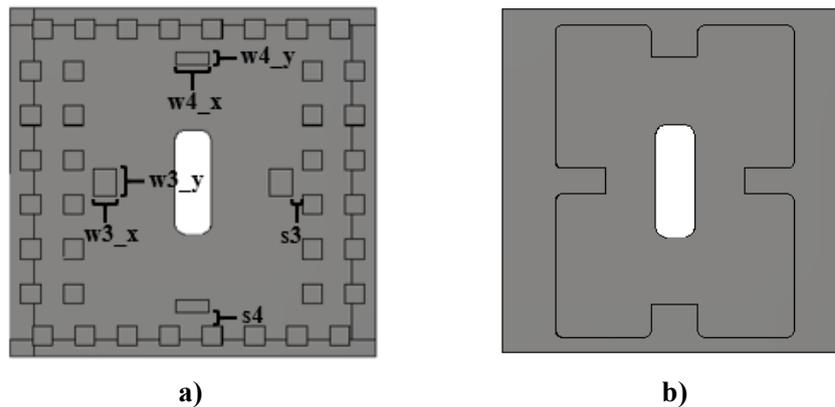


Figura 3.56. Cavidad distribuidora en a) GW y b) cavidad distribuidora convencional.

Según la teoría de la *gap waveguide* de la sección 2.5, la altura de los pines debe ser $\lambda_0/4$. Sin embargo, a 17 GHz ($\lambda_0/4 = 4.41 \text{ mm}$), este valor es mayor que la altura de la cavidad distribuidora original, $tc = 3.5 \text{ mm}$. Como se pretende que las capas de la antena sean intercambiables y la red de alimentación se ha diseñado con la capa de cavidades disponible con una altura de 3.5 mm, para no empeorar la adaptación de la antena, se rediseñan los pines para esta altura. Con esta altura en las cavidades, no se consigue una buena adaptación ya que se escapa mucha señal entre los pines, por lo que se procede a modificar ligeramente la altura tc para evitar tantos escapes y mejorar la adaptación. La Figura 3.57 muestra el campo eléctrico sobre la cavidad distribuidora para dos alturas de cavidad tc diferentes, manteniendo el mismo tamaño de pines: 3.5 y 4 mm.

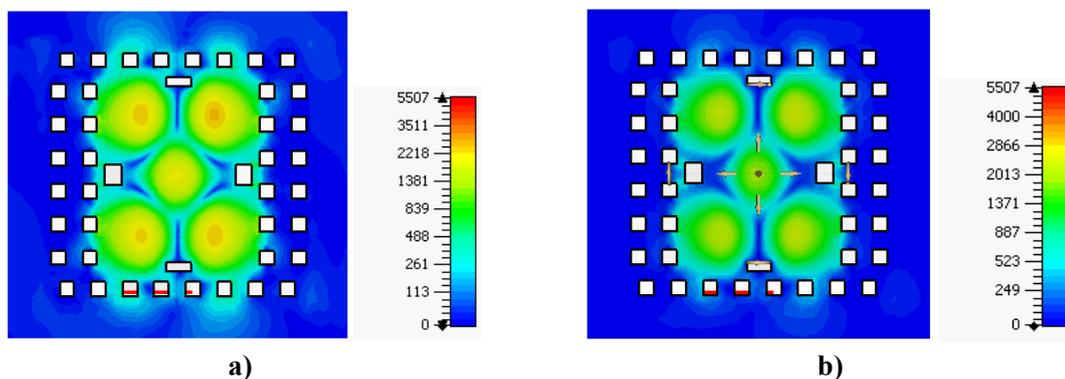


Figura 3.57. Campo eléctrico E_y sobre la cavidad distribuidora en GW para a) $tc = 3.5 \text{ mm}$ y b) $tc = 4 \text{ mm}$.

La Tabla 3.12, muestra las dimensiones finales de los cuatro pines mencionados, y la Figura 3.58, representa la adaptación del elemento unitario una vez sustituido por GW alimentado por un tramo de guía convencional y alimentado por un tramo de guía en GW.

Tabla 3.12. Valores finales de los pines de adaptación de la capa de cavidades distribuidoras.

tc	s3	w3_x	w3_y	s4	w4_x	w4_y
4 mm	1 mm	2.2 mm	2.7 mm	1.3 mm	3.2 mm	1.2 mm

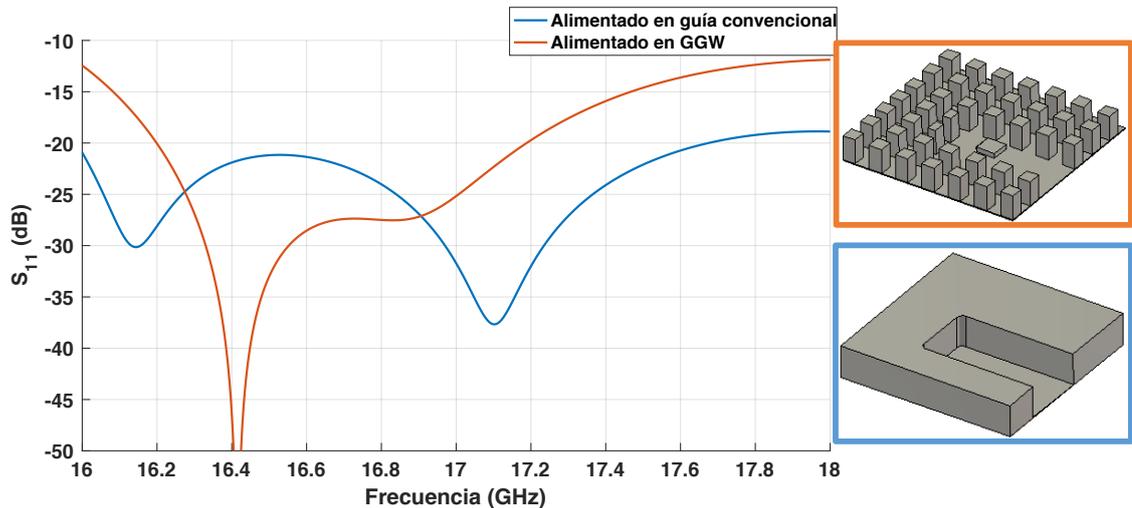


Figura 3.58. Adaptación del subarray 2x2 con la capa de cavidades distribuidoras en GW para alimentación en guía de onda convencional o en tecnología GW.

Las cavidades son más anchas en un eje que en el otro, por lo que, en la capa completa, hay menos espacio entre cavidades en el eje y que en el x. La zona es demasiado estrecha como para poner dos hileras de pines, los pines serían demasiado pequeños y sería complicado mecanizarlo. Como solución, se alargan los pines en este eje y se comprueba que no haya demasiado acoplo. Para esta comprobación, se ponen cuatro subarrays 2x2, Figura 3.59, con tres puertos: (1) el de entrada, (2) el de la cavidad contigua en el eje x y (3) el de la cavidad contigua en el eje y.

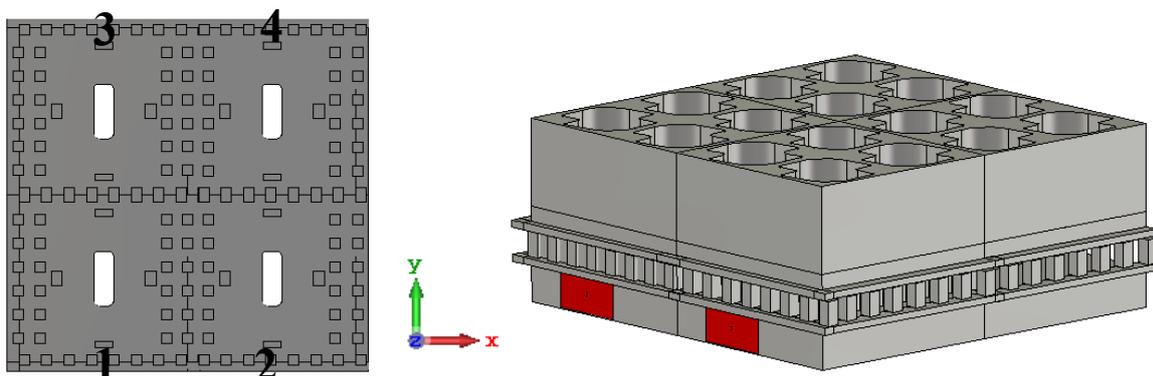


Figura 3.59. Array 4x4 con la red de alimentación y las cavidades distribuidoras en GW.

La Figura 3.60 representa el parámetro de reflexión y el acoplo en los puertos de las cavidades contiguas. Como era de esperar, el acoplo es mayor en el puerto 3 que en el puerto 2, ya que en el eje x hay más hileras de pines, sin embargo, el acoplo tiene unos niveles aceptables, estando por debajo de -25 dB en toda la banda de trabajo.

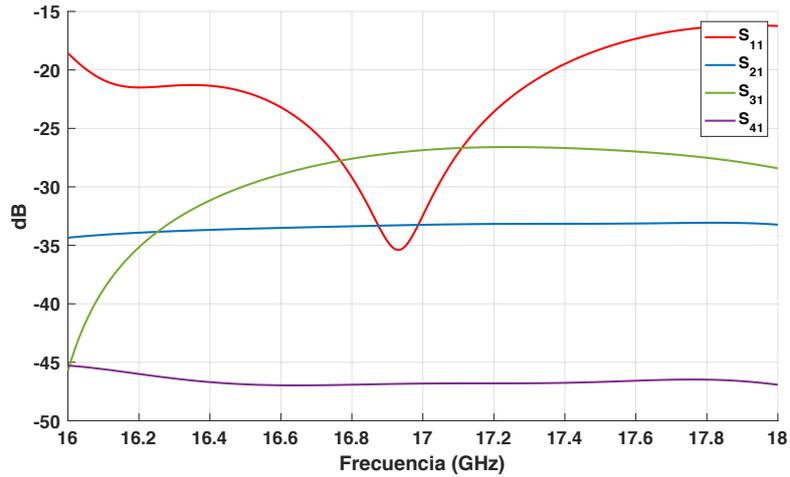


Figura 3.60. Acoplo simulado en las cavidades distribuidoras contiguas en GW.

Una vez adaptado el subarray 2x2 y comprobado el acoplo, se procede a sustituir la capa entera, Figura 3.61.

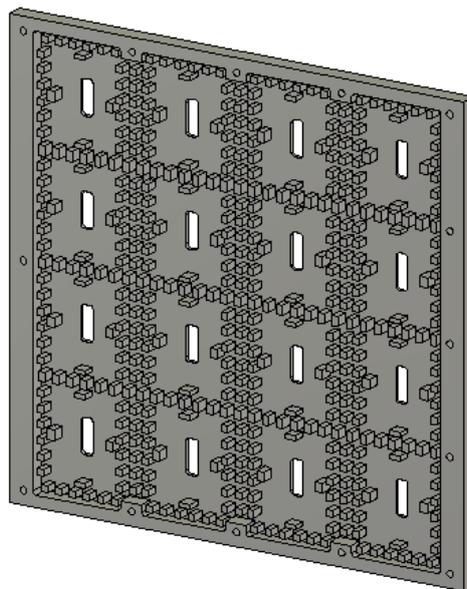


Figura 3.61. Capa de cavidades distribuidoras en GW.

3.6 Integración de la antena completa

Para integrar la antena completa, se hace en dos pasos. Primero, se sustituye la capa de cavidades distribuidoras del apartado 3.5 con el array de cavidades radiantes y red de alimentación disponibles en tecnología de guía convencional. Una vez comprobado que la capa de las cavidades mantiene un buen nivel de adaptación, se integran las capas de la red y de las cavidades en GW con los elementos radiantes. La Figura 3.62, compara la adaptación de estos dos casos junto con la adaptación de la red en GW y la capa de cavidades disponible. La antena con sólo la red en GW tiene una buena banda a -20 dB, lo que empeora al introducir la capa de cavidades, aunque sigue manteniendo la misma banda adaptada a -15 dB, Tabla 3.13.

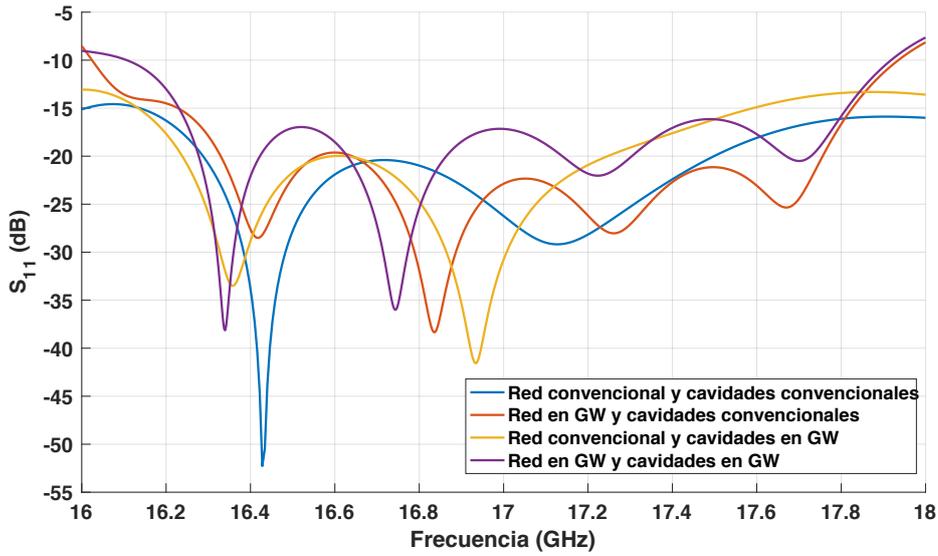


Figura 3.62. Adaptación simulada de todas las combinaciones de capas de la antena.

Tabla 3.13. Anchos de banda en adaptación simulados para la antena con tres combinaciones distintas: red en GW y cavidades disponibles; red disponible y cavidades en GW; y red en GW y cavidades en GW.

	Red en GW y cavidades disponibles	Red disponible y cavidades en GW	Red en GW y cavidades en GW
$S_{11} < -15 \text{ dB}$	9.4%	8.7%	9.3%

Se representa también el diagrama de radiación en la Figura 3.63, y se comprueba que, de la misma manera que en la Figura 3.53, presenta lóbulos simétricos, por lo que el array está correctamente alimentado. Además, se sigue observando un SLL en el plano $\phi = 90^\circ$ de unos -15 dB.

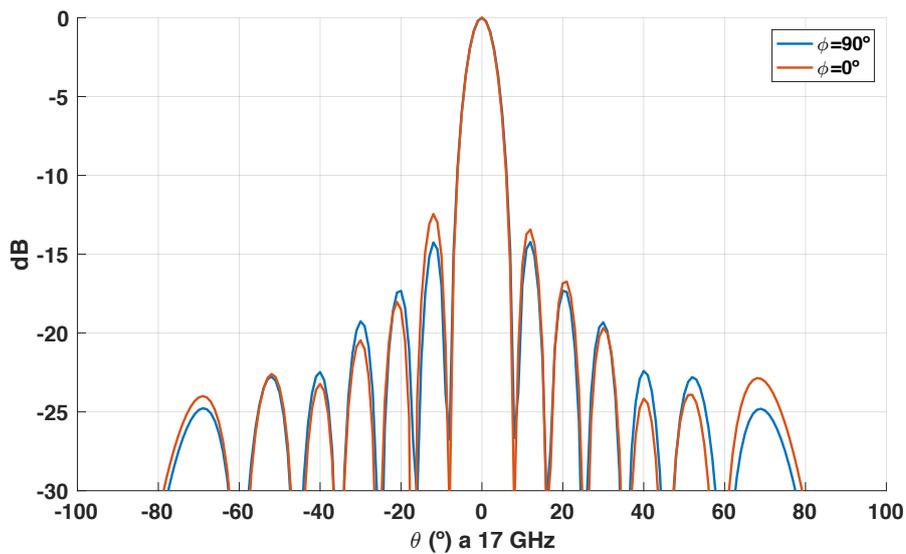


Figura 3.63. Diagrama de radiación a 17 GHz de la antena con la red de alimentación y las cavidades distribuidoras en GW.

Por último, se representa el AR en la dirección de máximo apuntamiento de la antenna, Figura 3.64. Está en casi toda la banda de trabajo por debajo de 3 dB. Con este nivel, se tienen unas pérdidas de potencia del 3%, aproximadamente [17], debido a la impureza de polarización.

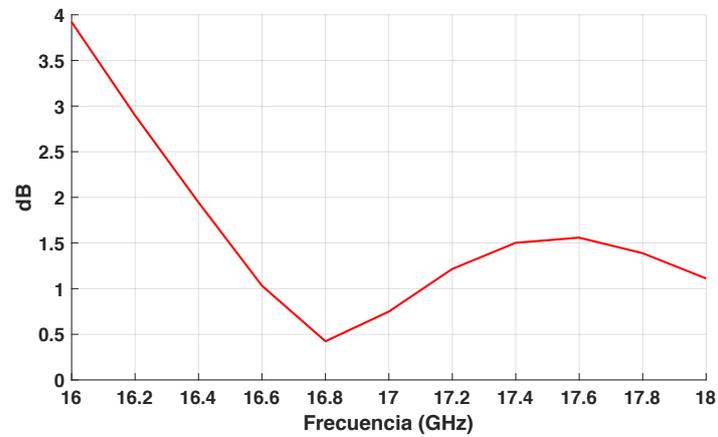


Figura 3.64. AR de la antenna con la red de alimentación y las cavidades distribuidoras en GW.

4 Construcción y medida

Antes de construir la antena final, se quiere comprobar el funcionamiento de la técnica GW en estructuras más básicas. Estas estructuras son una guía de onda y un divisor de potencia en T.

4.1 Guía de onda

Partiendo de la GGW diseñada en la sección 3.3, se prepara para su construcción, Figura 4.1. Para poder medirla una vez construida, se realizan ciertas modificaciones para poder realizar las medidas. En primer lugar, se añade una entrada y una salida en guía de onda convencional con una transición a una guía estándar WR-51, además de los taladros necesarios para poder atornillar tanto la placa superior de la guía como los flanges de alimentación que se usarán en la medida. Por último, se cambia el material de PEC a aluminio para tener en cuenta las pérdidas óhmicas y comparar la simulación con la medida en condiciones lo más parecidas posibles.

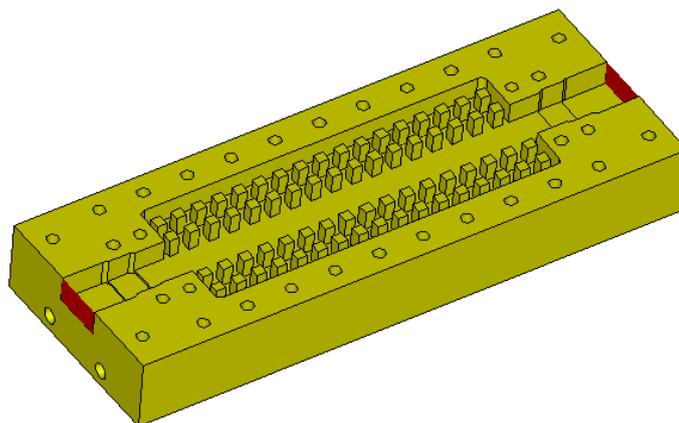


Figura 4.1. GGW preparada para su construcción.

La Figura 4.2 muestra la parte inferior de la GGW ya construida en aluminio mediante la técnica de fresado.

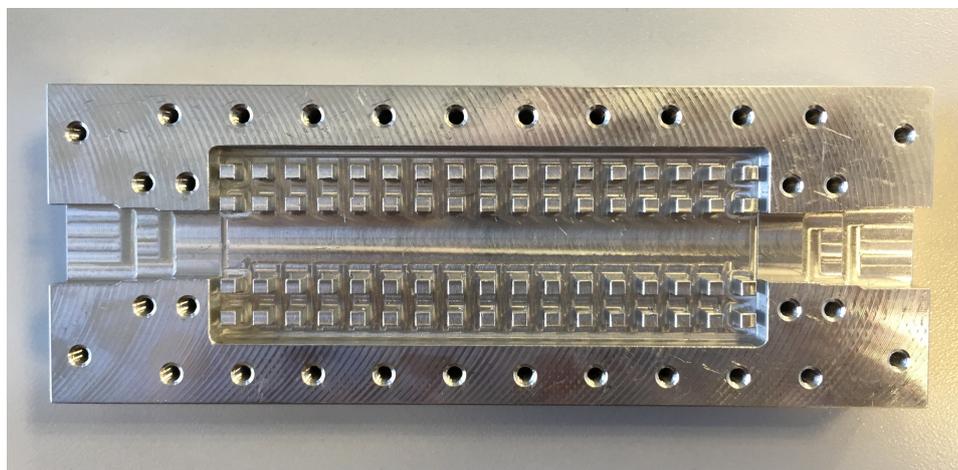


Figura 4.2. GGW fabricada en aluminio.

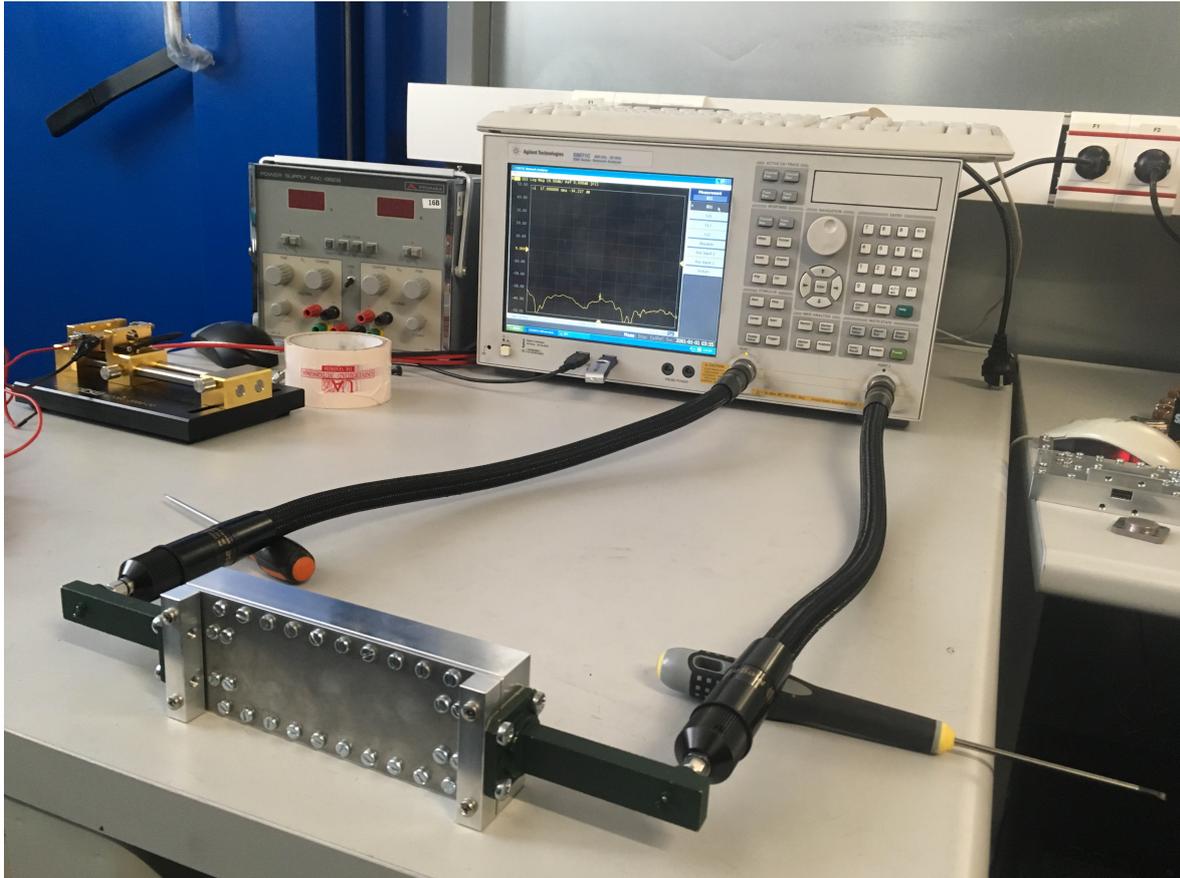


Figura 4.3. Medida de la GGW con el analizador de redes.

Para caracterizar los parámetros S de la guía diseñada en GW, se conecta al analizador de redes mediante unos flanges de guía estándar WR-51 con entrada coaxial, Figura 4.3. Se comparan los resultados obtenidos con el analizador, con las simulaciones realizadas en CST. Se compara tanto la adaptación, S_{11} , Figura 4.4, como la transmisión, S_{21} , Figura 4.5.

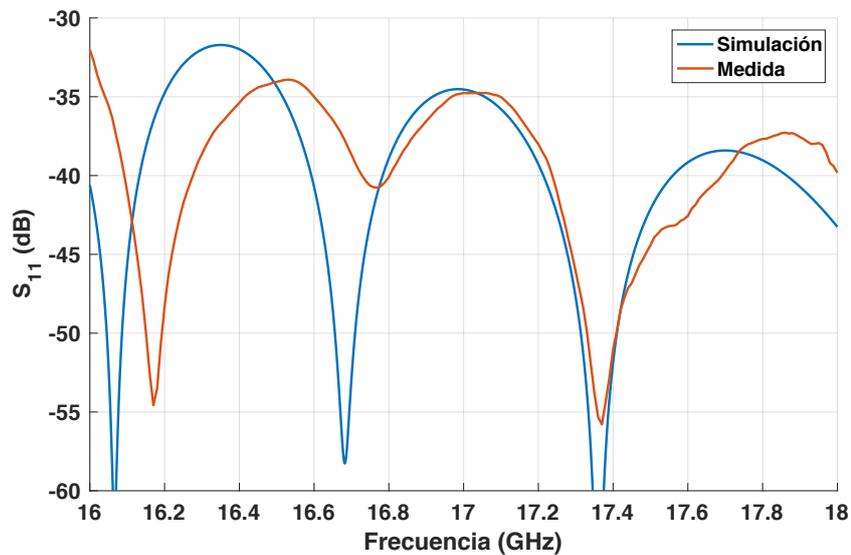


Figura 4.4. Comparación de la adaptación simulada con la medida de la GGW.

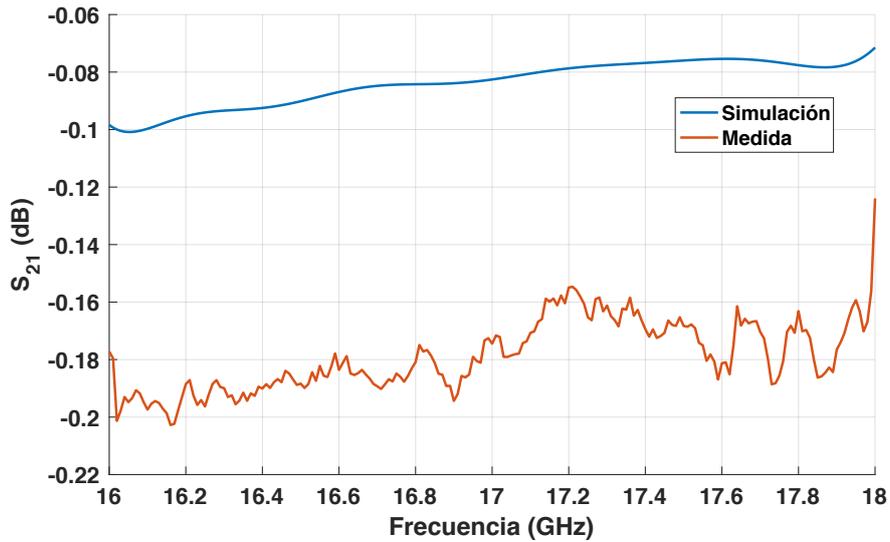


Figura 4.5. Comparación del parámetro S_{21} simulado con el medido de la GGW.

Se observa que la adaptación en la medida es muy parecida a la simulación, sin embargo, las diferencias existentes se deben a pequeñas tolerancias de fabricación. Por otro lado, en la transmisión, hay unos 0.08 dB de pérdidas adicionales, aproximadamente. Dado que la adaptación medida es casi idéntica a la simulación, estas pérdidas adicionales se explican por una combinación de factores: pequeños escapes en el contacto entre los flanges y la guía; e incertidumbre en la conductividad real del aluminio empleado en la fabricación de la pieza. Sin embargo, en [18] se dice que, para una GGW, atenuaciones por debajo de 1.4 dB/m se consideran buenos resultados, y, en este caso, la atenuación es de 0.8 dB/m, aproximadamente.

4.2 Divisor de potencia en T

De la misma manera que para la GGW, añadiendo los transformadores estándar WR-51 y la tornillería necesaria para la unión con la pieza superior, se prepara el divisor de potencia en T para su construcción, Figura 4.6, simulándolo en aluminio para que las condiciones sean lo más parecidas posibles a la medida experimental.

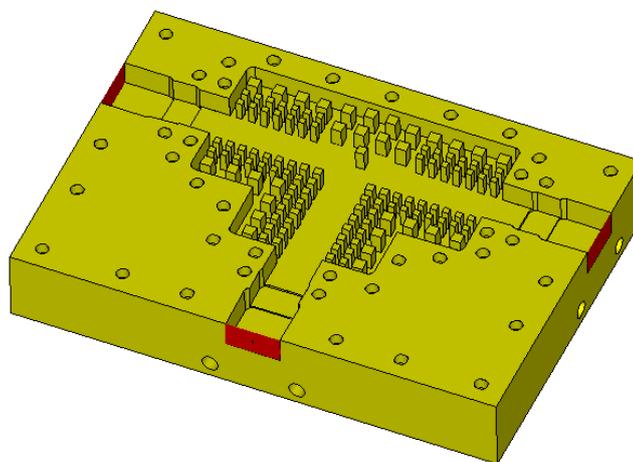


Figura 4.6. Divisor de potencia en T preparado para su construcción.

Se fabrica en aluminio mediante la técnica de fresado, como se muestra en la Figura 4.7, y también se caracterizan sus parámetros S con el analizador de redes, Figura 4.8.

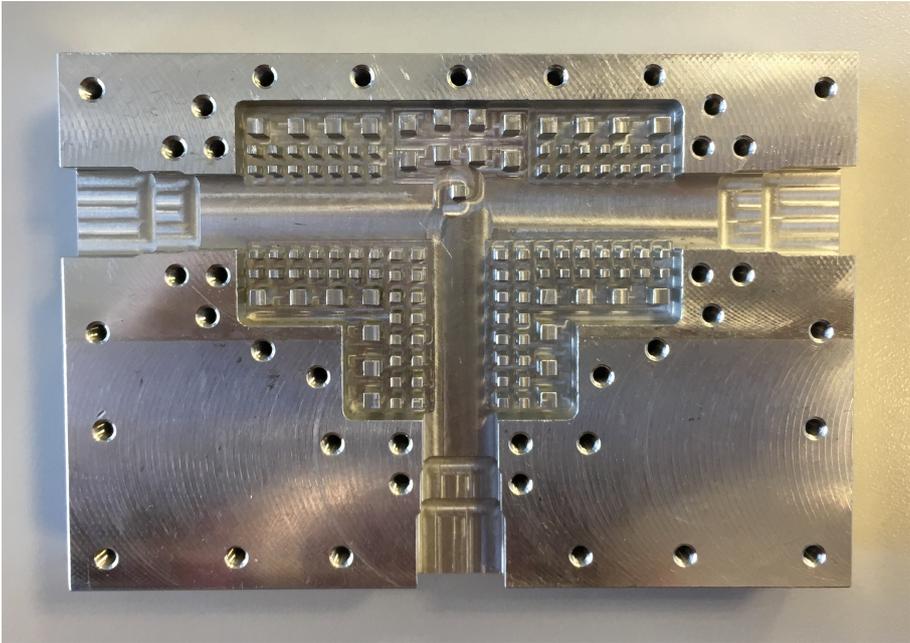


Figura 4.7. Divisor de potencia en T fabricado en aluminio.

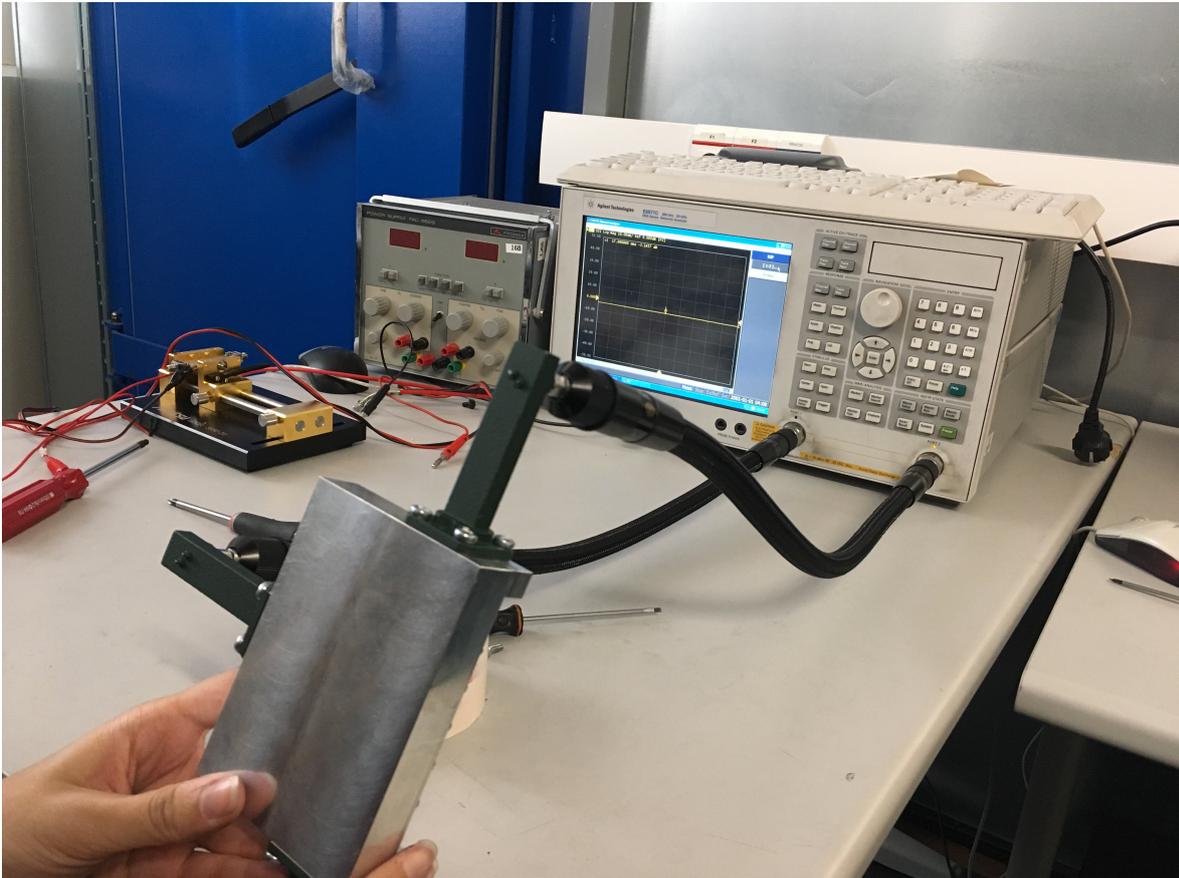


Figura 4.8. Medida del divisor de potencia en T con el analizador de redes.

Se representan los parámetros de adaptación y transmisión en los dos puertos de salida y se comparan estos resultados con los obtenidos en las simulaciones de CST, Figura 4.9 y Figura 4.10, respectivamente.

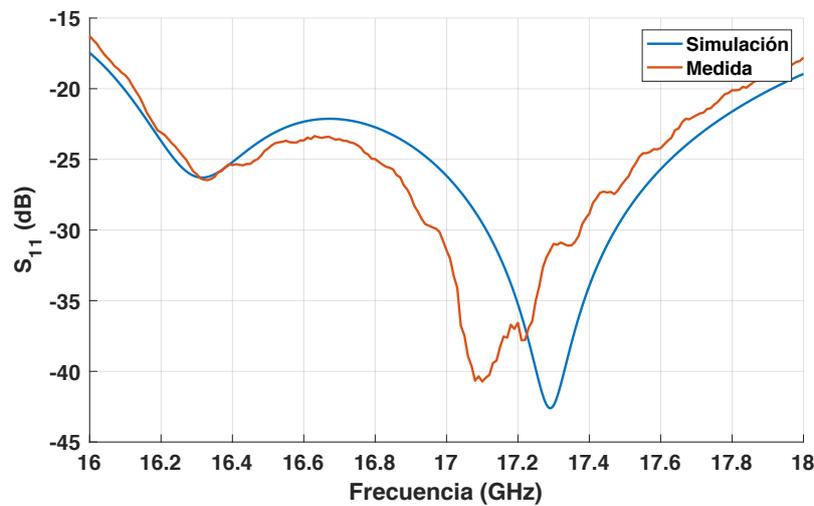


Figura 4.9. Comparación de la adaptación simulada con la medida del divisor de potencia en T.

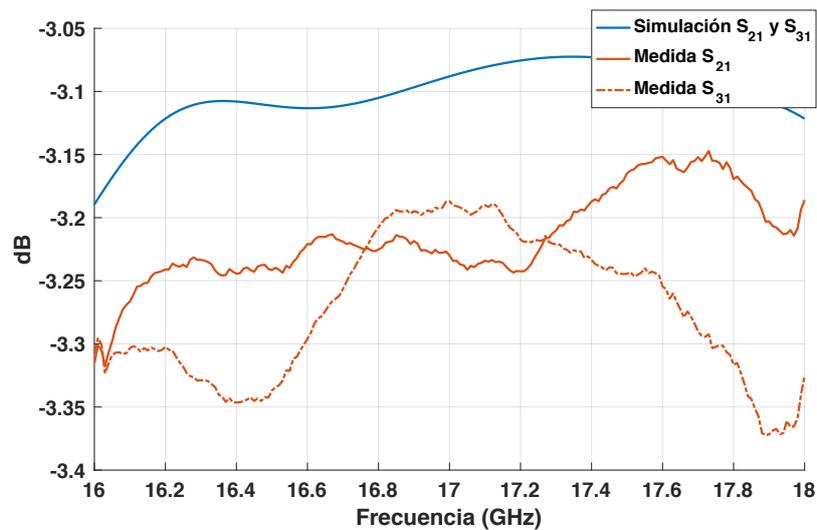


Figura 4.10. Comparación de los parámetros de transmisión, S_{21} y S_{31} , simulados con los medidos del divisor de potencia en T.

En adaptación, el ancho de banda medido a -20 dB ha disminuido ligeramente con respecto a la simulación, de 10.6% a 9.9%, sin embargo, sigue estando por debajo de -15 dB en toda la banda de trabajo. En cuanto a transmisión, ocurre lo mismo que en la guía de onda. Hay unas pérdidas de inserción ligeramente superiores a las predichas en simulación por los motivos antes comentados.

4.3 Red de alimentación completa en gap waveguide

Se construyen las capas diseñadas: la red de alimentación y las cavidades distribuidoras en GW, Figura 4.11. La antena se mide tanto en adaptación, mediante el analizador de redes, como en radiación, en la cámara anecoica, Anexo D.

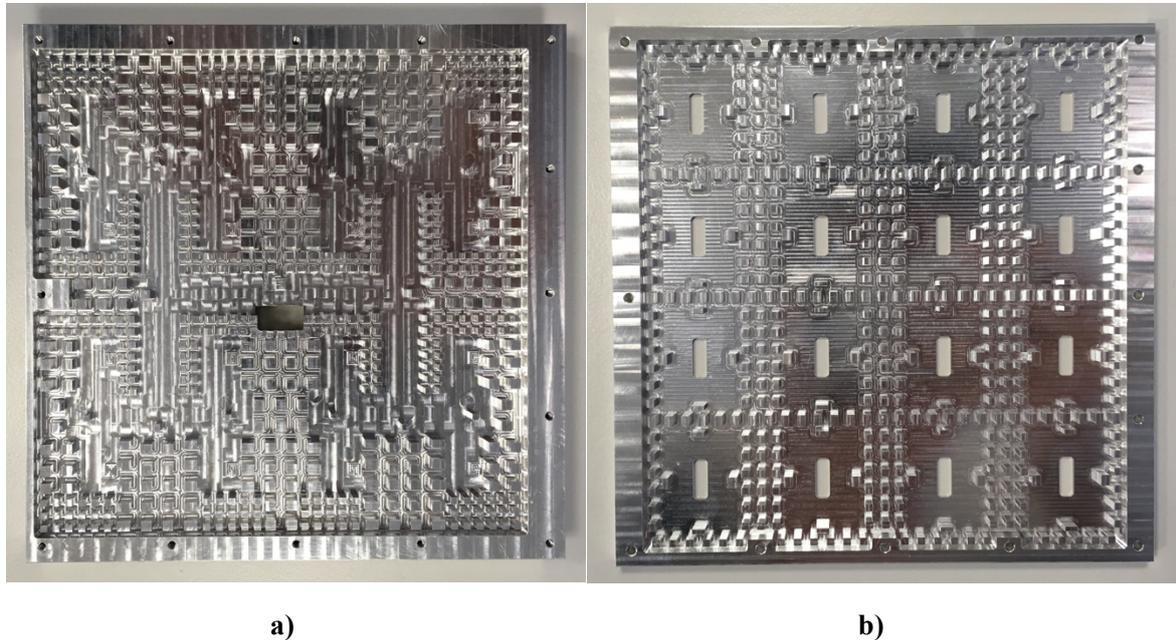


Figura 4.11. a) Red de alimentación y b) cavidades distribuidoras fabricadas en aluminio.

En primer lugar, se compara la adaptación de la antena disponible con la de la nueva antena con las dos capas inferiores en GW, tanto en medida como en simulación, Figura 4.12. De la misma manera, se compara la ganancia medida para las dos antenas, Figura 4.13.

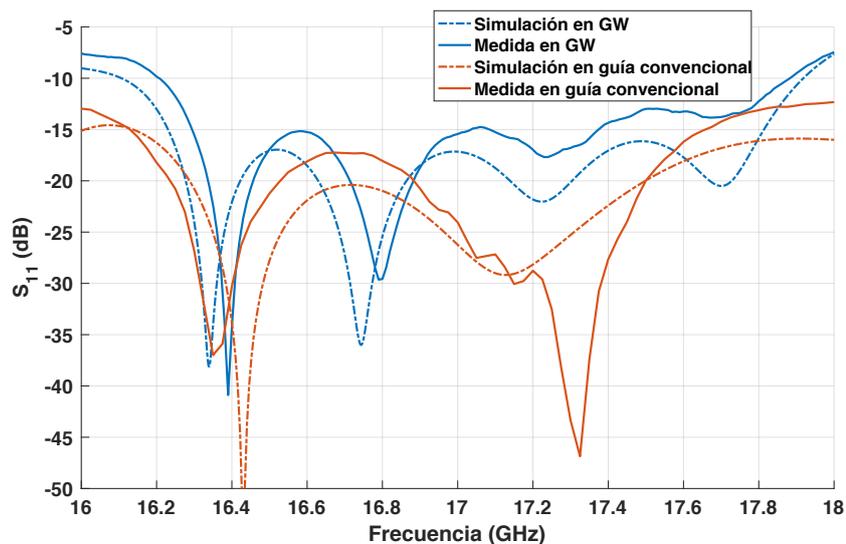


Figura 4.12. Comparación de adaptación de simulación y medida de la antena disponible con la nueva antena.

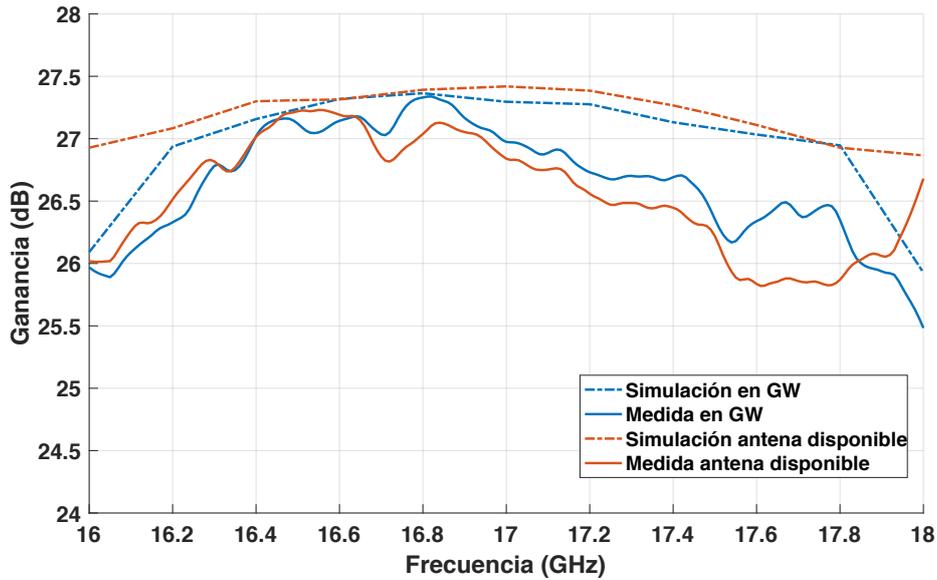


Figura 4.13. Comparación de la ganancia de simulación y medida de la antenna disponible con la nueva antenna.

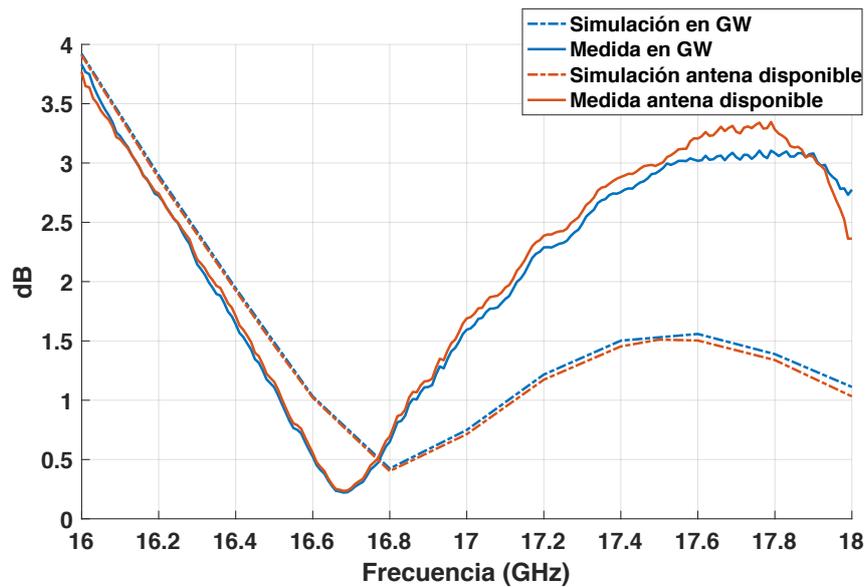


Figura 4.14. Comparación del Axial Ratio de simulación y medida de la antenna disponible con la nueva antenna.

En adaptación, la antenna disponible tiene más ancho de banda a -20 dB y está por debajo de -10 dB en todo el rango de frecuencias. Por otro lado, ambas antenas presentan unas ganancias muy parecidas, aunque difiere más de la simulación la antenna disponible. Respecto al AR, Figura 4.14, tal y como se ha mencionado, al tratarse de polarización circular, el valor óptimo serían 0 dB, sin embargo, hasta 3 dB se consideran buenos niveles. Ambas antenas presentan un AR medido muy similar, esto se debe a que la calidad de la polarización depende exclusivamente de los elementos radiantes, que son los mismos para ambas antenas.

Las diferencias que se aprecian entre simulación y medida, pueden achacarse a incertidumbres en la medida, ya que el proceso de obtención de la medida de la polarización circular tiene cierta complejidad, tal y como se detalla en el Anexo D.

Se mide el diagrama de radiación de la antena completa en GW. Para ello, se coloca en la cámara anecoica como se muestra en la Figura 4.15.

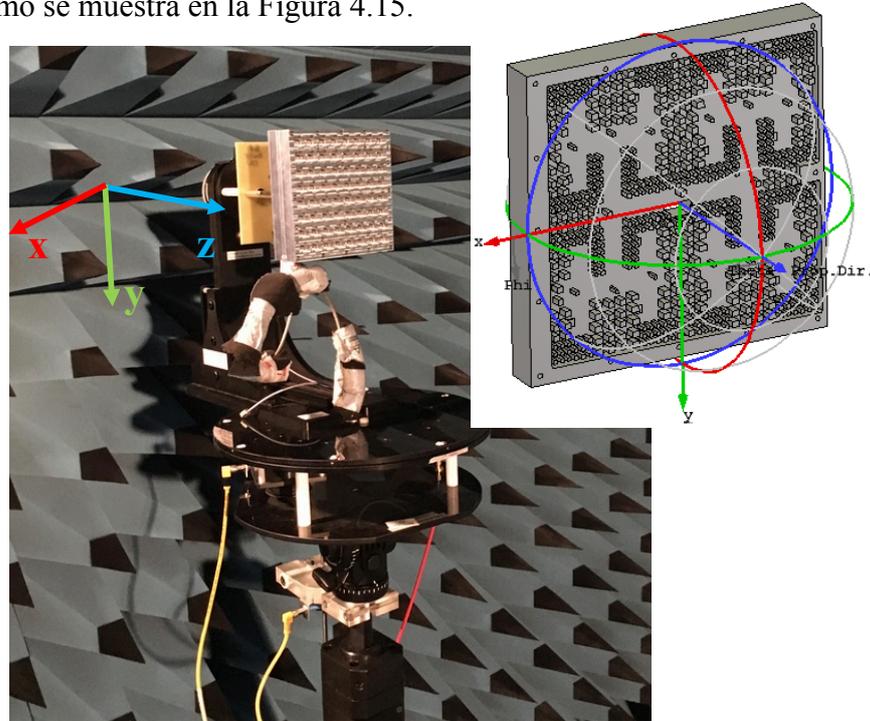


Figura 4.15. Antena construida en la cámara anecoica.

En la cámara anecoica, el plano horizontal se corresponde con el plano $\phi = 0^\circ$, mientras que el plano vertical se corresponde con el plano $\phi = 90^\circ$. Se mide el diagrama de radiación de la antena con la red y las cavidades en GW y se compara con lo simulado, Figura 4.16.

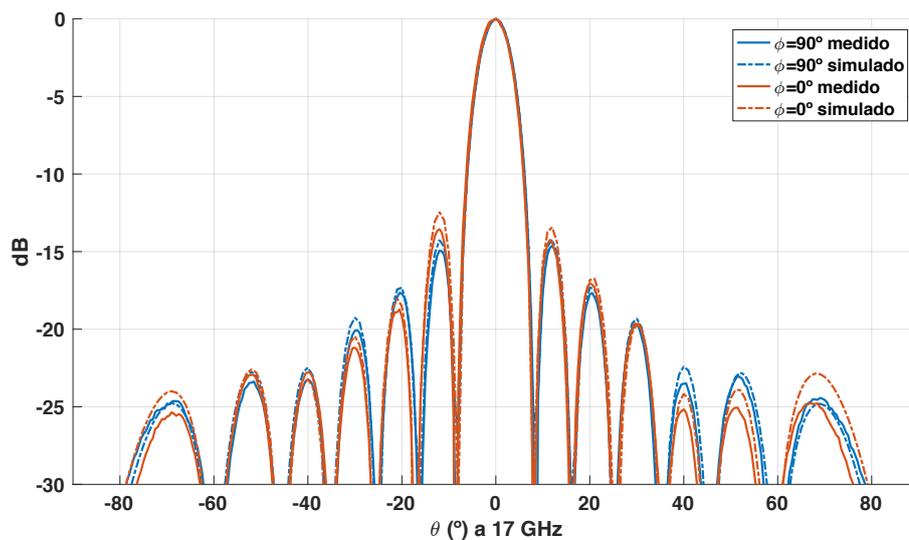


Figura 4.16. Diagrama de radiación normalizado a 17 GHz medido de la red de alimentación en GW, las cavidades distribuidoras en GW y los elementos radiantes.

Se observa que el diagrama de radiación es muy similar en medida y en simulación. En la medida se acentúa ligeramente el taper de alimentación, ya que todos los lóbulos secundarios bajan respecto a la simulación. Esto también explica la caída de ganancia medida respecto a la simulación, lo que es una caída de directividad porque se aleja de la distribución uniforme ideal. Esto se puede deber a pequeños errores de fabricación que pueden dar lugar a cambios de acoplos mutuos entre elementos y, por tanto, las excitaciones reales del array. La Tabla 4.1 resume los valores del diagrama de radiación.

Tabla 4.1. Comparativa entre valores simulados y medidos del diagrama de radiación de la antena en GW.

Parámetro	Simulado	Medido
$\Delta\theta_{\phi 0, -3dB}$	7.1°	7.3°
$\Delta\theta_{\phi 90, -3dB}$	7.2°	7.2°
$SLL_{\phi 0}$	-12.45 dB	-13.55 dB
$SLL_{\phi 90}$	-14.25 dB	-14.94 dB

A la vista de los parecidos en el diagrama de radiación entre simulación y medida, se utiliza la directividad simulada para obtener la eficiencia de la antena.

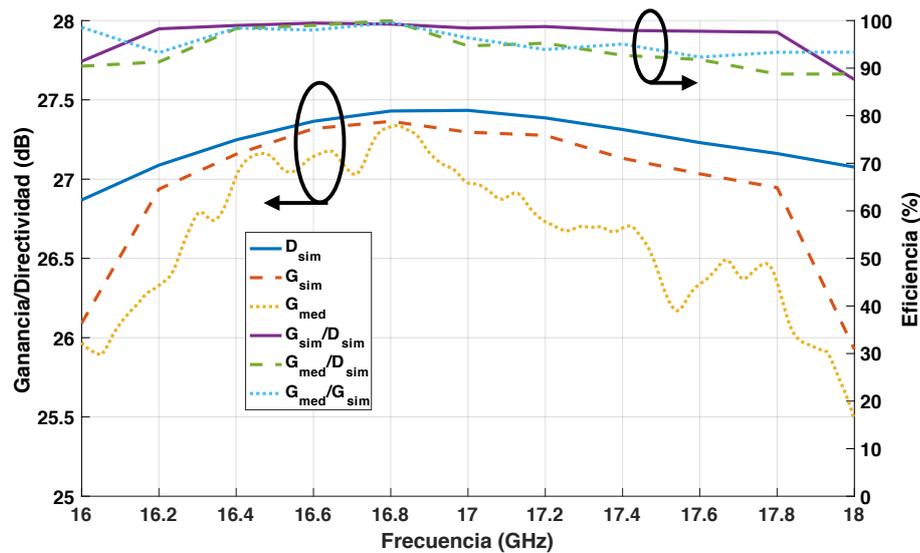


Figura 4.17. Simulación contra medida – Ganancias y eficiencias de la antena en GW.

En la Figura 4.17 muestra los siguientes parámetros:

- D_{sim} : Directividad simulada.
- G_{sim} : Ganancia simulada.
- G_{med} : Ganancia medida.
- G_{sim}/D_{sim} : Determina lo eficaz que es la antena en cuanto a pérdidas, es decir, cuánto se aleja la ganancia de la ganancia máxima que se podría obtener en condiciones ideales, directividad.
- G_{med}/G_{sim} : Cuantifica la construcción del diseño al comparar simulación con medida.

- G_{med}/D_{sim} : Es una eficiencia total aproximada que cuantifica la antenna de manera global.

La Tabla 4.2, resume los valores de la Figura 4.17 a la frecuencia de diseño, 17 GHz.

Tabla 4.2. Simulación contra medida – Valores de ganancias y eficiencias a 17 GHz.

D_{sim}	G_{sim}	G_{med}	G_{sim}/D_{sim}	G_{med}/G_{sim}	G_{med}/D_{sim}
27.43 dB	27.3 dB	26.97 dB	98.43%	96.37%	94.67%

A la vista de los resultados, se puede concluir que el diseño es bueno, ya que el ratio entre ganancia y directividad simuladas es muy alto con un 98.43%. Por otro lado, el diseño fabricado ha sido fiel a la simulación teniendo un ratio entre ganancia medida y simulada del 96.37% a la frecuencia de diseño y se mantiene en toda la banda de trabajo por encima del 90%, siendo su valor mínimo del 92.32% que es a la frecuencia a la que hay más desviación entre simulación y medida en ganancia. Por último, la eficiencia total aproximada, se mantiene por encima del 90% menos a frecuencias altas que cae hasta el 88%.

Una vez comprobada la eficiencia del diseño de la antenna, se procede a comprobar la de la técnica GW. La técnica GW solventa los posibles problemas debidos al incorrecto contacto entre capas. Para comprobar esto, se realizan medidas dejando un hueco entre las capas. Para ello, se van introduciendo arandelas de 0.5 mm de grosor entre las distintas capas, tal y como se muestra en la Figura 4.18.

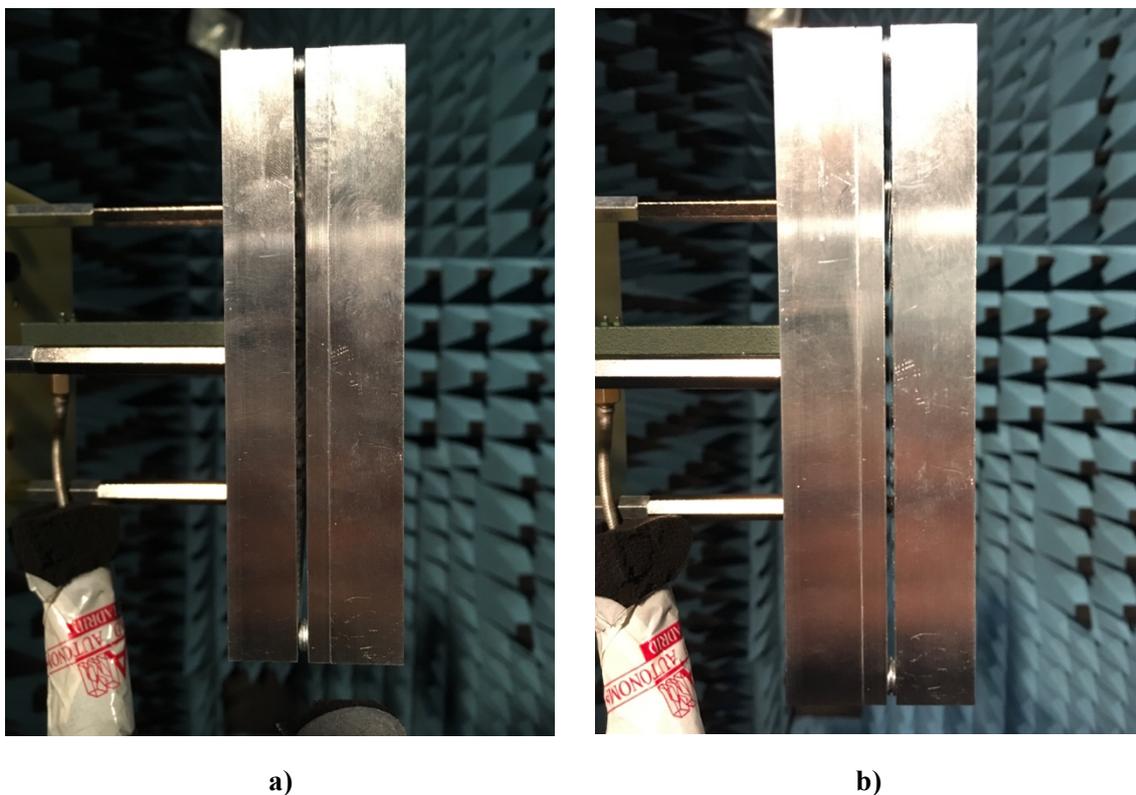


Figura 4.18. Medida de la antenna completa con arandelas separando a) las capas 2 y 3 y b) las capas 1 y 2.

Se introducen 1, 2, 3 y 4 arandelas en la antena en GW entre la capa 3, la red de alimentación, y la capa 2, las cavidades distribuidoras, llegando a tener una separación entre capas de hasta 2 mm, tal y como se muestra en la Figura 4.19. Se muestran las medidas en adaptación y en ganancia, Figura 4.20.

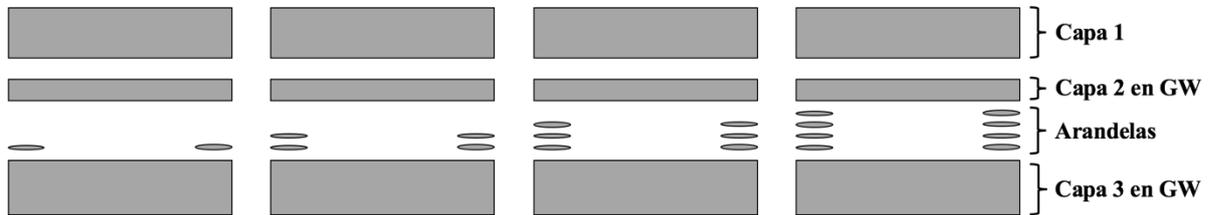


Figura 4.19. Una, dos, tres y cuatro arandelas entre las capas 2 y 3.

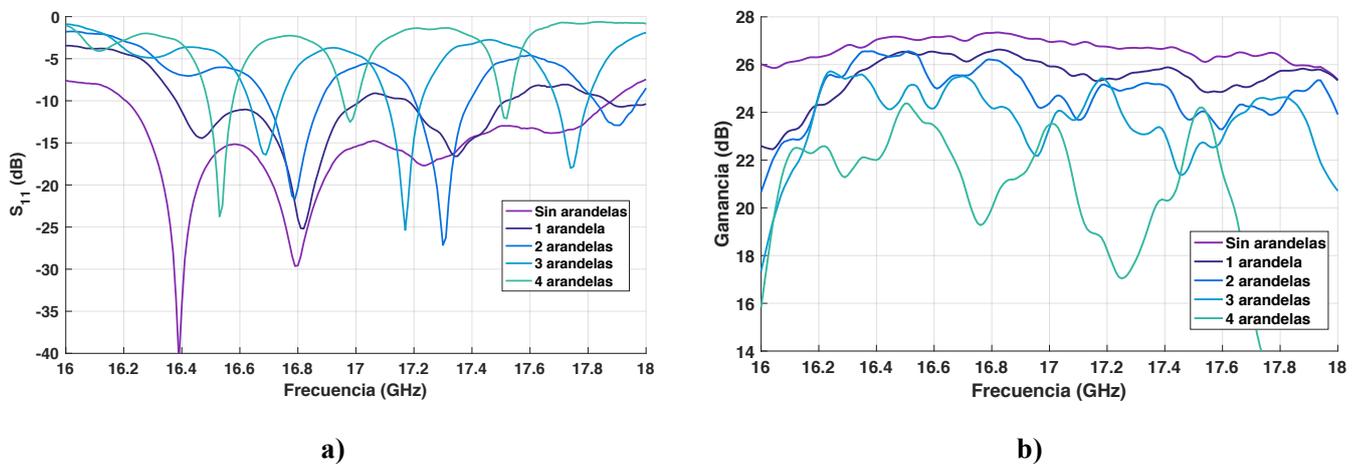


Figura 4.20. a) Adaptación y b) ganancia medidas con arandelas entre las capas 2 y 3 en GW.

A medida que va aumentando el espacio entre las capas, es decir, a medida que se van introduciendo más arandelas, la adaptación va empeorando hasta estar por encima de -5 dB. Sin embargo, esta desadaptación no afecta casi a la ganancia ya que esta se sigue manteniendo llegando a caer hasta 2 dB a la frecuencia de diseño, 17 GHz.

Una vez se ha visto cómo afecta la introducción de arandelas en la capa de la red de alimentación en GW, se compara con la red de alimentación convencional (*Conventional Waveguide – CW*) en las mismas condiciones, es decir, con la capa de las cavidades distribuidoras en GW y una arandela en la red de alimentación convencional, Figura 4.21. Se muestran la adaptación y la ganancia en la Figura 4.22.

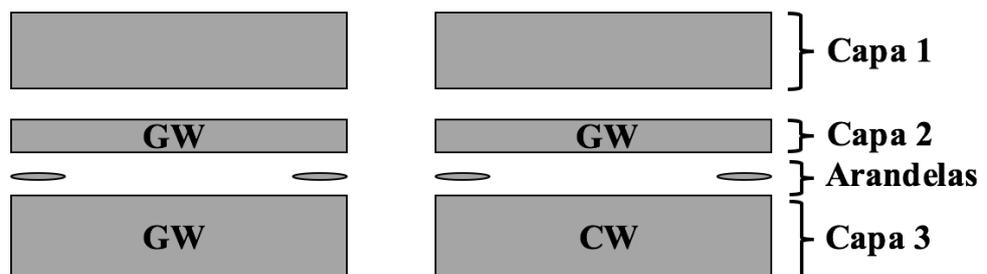


Figura 4.21. Una arandela entre las capas 2 y 3.

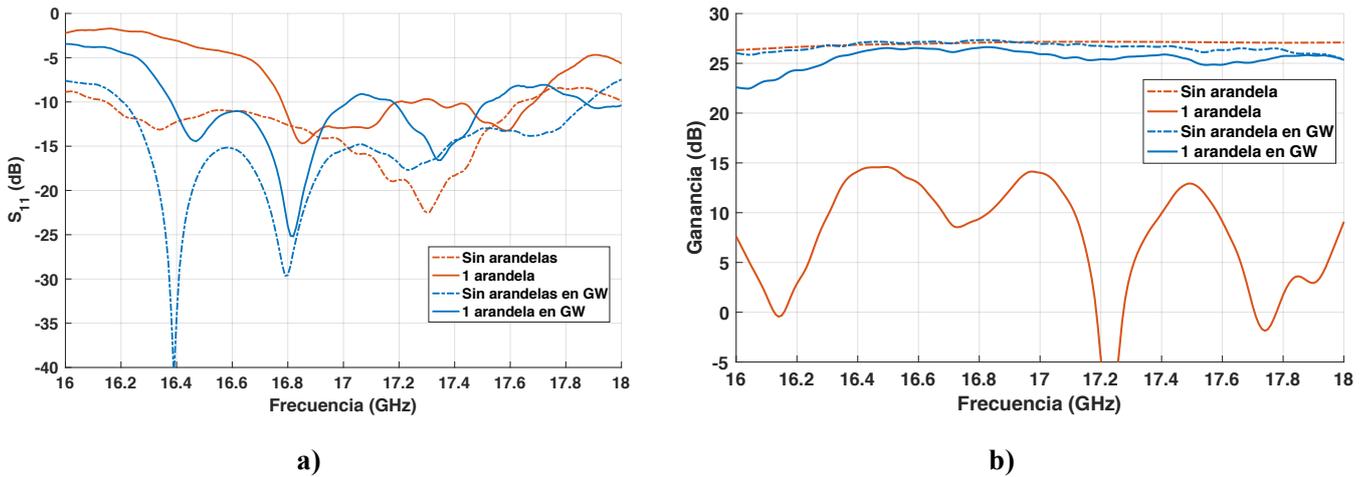


Figura 4.22. a) Adaptación y b) ganancia medidas con y sin arandelas entre las capas 2 y 3.

Mientras que con una arandela de separación la adaptación con la red en GW se mantiene en casi toda la banda por debajo de -10 dB, con la red disponible está en casi toda la banda por encima. En ganancia, la medida de la antenna con la red en GW apenas se resiente con respecto a la configuración con contacto perfecto, mientras que la ganancia de la antenna convencional con una arandela cae más de 10 dB. Esto demuestra la eficacia de la tecnología GW para evitar fugas, ya que, incluso con hasta cuatro arandelas, tal y como se ha mostrado en la Figura 4.20, la caída de ganancia no excede 3-4 dB a la frecuencia de diseño.

De la misma manera que para la red de alimentación, se comprueba el comportamiento de la capa de cavidades distribuidoras en GW respecto a las cavidades disponibles, por falta de contacto con la capa superior de elementos radiantes mediante la introducción de arandelas. Para que estén en las mismas condiciones, en ambas situaciones se utiliza la red de alimentación en GW, Figura 4.23. En la Figura 4.24, se muestra la adaptación y la ganancia poniendo una arandela de separación entre la capa de las cavidades distribuidoras y la capa de la antenna para dos casos: cavidades distribuidoras disponibles y cavidades distribuidoras en GW; ambas con la red de alimentación en GW.

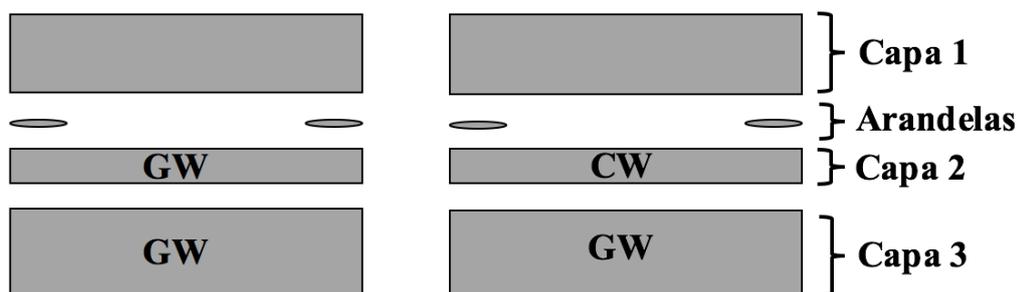
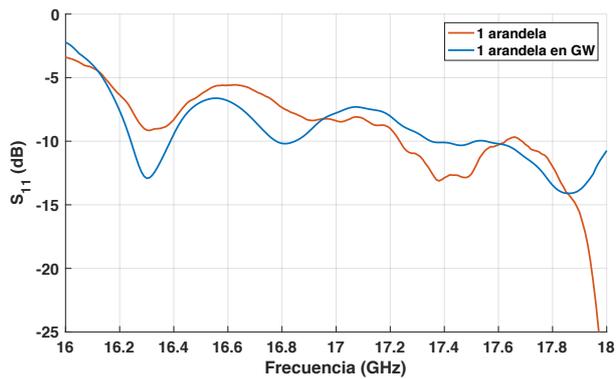
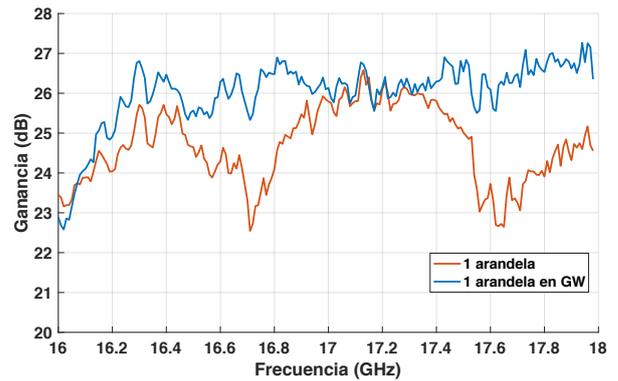


Figura 4.23. Una arandela entre las capas 1 y 2.



a)



b)

Figura 4.24. a) Adaptación y b) ganancia con 1 arandela entre las capas 1 y 2.

Se vuelve a demostrar que, debido a la falta de contacto entre capas, las cavidades en GW aguantan mejor que las cavidades disponibles. Aunque en adaptación tienen unos niveles parecidos, las cavidades en GW tienen mayor ganancia. En este caso, la diferencia de ganancia no es tan grande como en el caso anterior, al introducir arandelas en la capa de la red de alimentación. Esto se debe a que, en la red de alimentación, la potencia de entrada todavía no se ha dividido, por lo que se lleva mayor cantidad de potencia por un mismo canal y los escapes de señal pueden ser más notorios, sobre todo en la zona de transición de la guía vertical. Sin embargo, en la capa de las cavidades distribuidoras, la potencia ya llega debidamente repartida, por lo que las pérdidas de potencia no afectan tanto en la ganancia.

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Máster se ha diseñado una red de alimentación en tecnología *gap waveguide* para una antena multicapa ya existente. Esta antena disponible se trata de un array 8x8 de cavidades radiantes con polarización circular y red de alimentación corporativa en guía de onda convencional que opera a 17 GHz. Esta antena es para usuario final de recepción de televisión por satélite (DBS).

Para evitar el mal contacto eléctrico entre capas, se ha realizado el diseño de una estructura en banda prohibida (EBG) de tal forma que sea acorde a la banda de trabajo de la antena y se ha comprobado que puede guiarse un modo a través de dicha estructura como si se tratara de una guía de onda convencional.

Para el diseño de la red de alimentación, en primer lugar, se ha diseñado la red sin elementos radiantes y con puertos en las salidas. Para ello, se ha dividido la red en secciones más sencillas, las cuales se han diseñado y optimizado por separado para, a continuación, ensamblarlas hasta conseguir el diseño final de la red. Estas secciones son: divisores de potencia de dos y cuatro salidas con reparto uniforme y una entrada en transición vertical. Una vez validada la red de alimentación por separado, se ha validado con la antena, para lo que se han integrado los elementos radiantes. Se han introducido unos pines de acoplo para ayudar a la señal a propagarse a través de la ranura hacia el nivel superior de alimentación. Con este diseño, se ha obtenido un ancho de banda simulado en adaptación del 9.3% por debajo de -15 dB. Además, se ha demostrado que la red reparte equitativamente la señal porque el diagrama de radiación presenta lóbulos secundarios simétricos y que no afecta a la polarización de la antena que tiene un Axial Ratio por debajo de 3 dB en casi toda la banda de trabajo, obteniendo una ganancia de 27.3 dB a la frecuencia de diseño.

Por otro lado, también se ha diseñado en *gap waveguide* la capa de las cavidades distribuidoras. Como se pretendía que las capas de la antena sean independientes unas de otras, este diseño se ha realizado con la red de alimentación en guía convencional. Una vez optimizados los valores de las distintas discontinuidades y asegurado el mínimo acoplo entre las cavidades contiguas, se ha obtenido una adaptación con un ancho de banda del 6% por debajo de -20 dB.

Una vez diseñadas las distintas partes que componen la antena, se han fabricado, en aluminio mediante la técnica de fresado, cuatro piezas para comprobar su correcto funcionamiento con la técnica *gap waveguide*: una guía de onda en *gap waveguide*, un divisor de potencia con dos salidas en *gap waveguide*, la red de alimentación en *gap waveguide* y la capa de cavidades distribuidoras en *gap waveguide* de la antena multicapa. Se han tomado medidas de estas piezas en adaptación y en radiación a través del analizador de redes y de la cámara anecoica, respectivamente, y se han comparado con las medidas de la antena disponible en diferentes situaciones de poco contacto físico entre las capas.

Con los resultados se puede concluir que, con un buen contacto entre capas, la antena en *gap waveguide* y la antena disponible tienen respuestas similares. Sin embargo, cuando no hay buen contacto entre capas, la ganancia medida de la antena en *gap waveguide* apenas se

resiente respecto a la configuración con contacto perfecto, mientras que la ganancia de la antena convencional cae más de 10 dB, lo que demuestra la eficacia de la tecnología *gap waveguide* para evitar fugas. Por otro lado, la antena no tiene el mismo comportamiento si el mal contacto físico se presenta entre las capas 1 y 2, que entre las capas 2 y 3. Esto se debe a que en la red de alimentación la potencia de entrada todavía no se ha dividido, por lo que los escapes de señal son más notorios. Sin embargo, en la capa de las cavidades distribuidoras, la potencia ya llega debidamente repartida, por lo que las pérdidas de potencia no afectan tanto en la ganancia.

5.2 Trabajo futuro

De los resultados obtenidos en este Trabajo Fin de Máster, surgen nuevas líneas de investigación y mejora. Las líneas de investigación futura y posibles mejoras propuestas sobre el trabajo realizado son las siguientes:

- Emplear otras técnicas de fabricación para la antena en *gap waveguide* diseñada, como por ejemplo impresión 3D en metal, en plástico bañado en pintura metalizada, etc.
- Aumentar la frecuencia de diseño, donde el tamaño de una guía de onda disminuye, haciendo que los contactos entre capas sean más difíciles de conseguir.
- Además de aumentar la frecuencia de diseño, emplear otro tipo de estructuras en GW, como la tecnología *ridge*, con la que la zona de propagación es más estrecha, lo cual hace que las dimensiones de la red de alimentación sean más pequeñas.
- Introducir elementos de reconfiguración del diagrama de radiación de la antena para dotarla de mayor versatilidad, como pueden ser tornillos que modifiquen la ley de alimentación del array.
- Utilizar otra disposición de los pines, como, por ejemplo, en disposición triangular; así como otro tipo de pines, circulares en lugar de cuadrados.
- Utilizar el inverso de la tecnología *gap waveguide*, es decir, en lugar de pines metálicos rodeados de aire, macizo metálico con taladros.

Referencias

- [1] I. T. Union: www.itu.int/en/ITU-D/statistics
- [2] P. S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 84-87, 2009.
- [3] P. S. Kildal, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, and A. Valero-Nogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression," *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol. 5, pp. 262-270, 2011.
- [4] A. U. Zaman, P. S. Kildal, and A. A. Kishk, "Narrow-Band Microwave Filter Using High-Q Groove Gap Waveguide Resonators With Manufacturing Flexibility and No Sidewalls," 2012.
- [5] Balanis, C.A., "Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition". John Wiley & Sons Inc, 2005.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4^a ed., John Wiley & Sons, 2011.
- [7] P. S. Kildal, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, no. 10, pp. 1537-1544, Oct 1990.
- [8] S. Maci and P. S. Kildal, "Hard and soft surfaces realized by FSS printed on a grounded dielectric slab," *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, 2004., 2004, pp. 285-288 Vol.1.
- [9] P. S. Kildal, "Three metamaterial-based gap waveguides between parallel metal plates for mm/submm waves," 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2009, pp. 28-32.
- [10] M. G. Silveirinha, C. A. Fernandes, and J. R. Costa, "Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 405-415, 2008.
- [11] D. Sievenpiper, Z. Lijun, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, 1999.
- [12] E. Rajo-Iglesias and P.-S. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides," *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 5, pp. 282-289, 2011.
- [13] E. Rajo-Iglesias and P.-S. Kildal, "Groove gap waveguide: A rectangular waveguide between contactless metal plates enabled by parallel-plate cut-off," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010,

pp. 1-4.

- [14] P. Kaspar, R. Kappeler, D. Erni, and H. Jäckel, "Relevance of the light line in planar photonic crystal waveguides with weak vertical confinement," *Opt. Express* 19, 24344-24353 (2011).
- [15] H. Raza, J. Yang, P. S. Kildal and E. Alfonso, "Resemblance between gap waveguides and hollow waveguides," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 7, no. 15, pp. 1221-1227, December 10 2013.
- [16] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, A. U. Zaman and P. S. Kildal, "Corporate distribution networks for slot array antenna based on groove gap waveguide technology," 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, 2016, pp. 1-3.
- [17] http://antennadesigner.org/cross_polarized_cp_given_axial_ratio.html.
- [18] A. Tamayo-Dominguez, J.M. Fernández and M. Sierra Perez, "Groove Gap Waveguide in 3-D Printed Technology for Low Loss, Weight, and Cost Distribution Networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1-10, 2017.

Glosario

AMC	Artificial Magnetic Conductor
DBS	Direct Broadcast Satellite
CST	Computer Simulation Technology
CW	Conventional Waveguide
GW	Gap Waveguide
GGW	Groove Gap Waveguide
MGW	Microstrip Gap Waveguide
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
RGW	Ridge Gap Waveguide
SLL	Side Lobe Level

Anexos

A. CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es el software empleado en todos los diseños de este trabajo fin de Máster. Se trata de un programa de simulación electromagnética que permite diseñar estructuras tridimensionales y estudiar su comportamiento radioeléctrico a altas frecuencias. Se pueden analizar infinidad de dispositivos tales como filtros, acopladores, antenas, etc. Además, permite la exportación de los resultados a otros programas para su tratamiento.

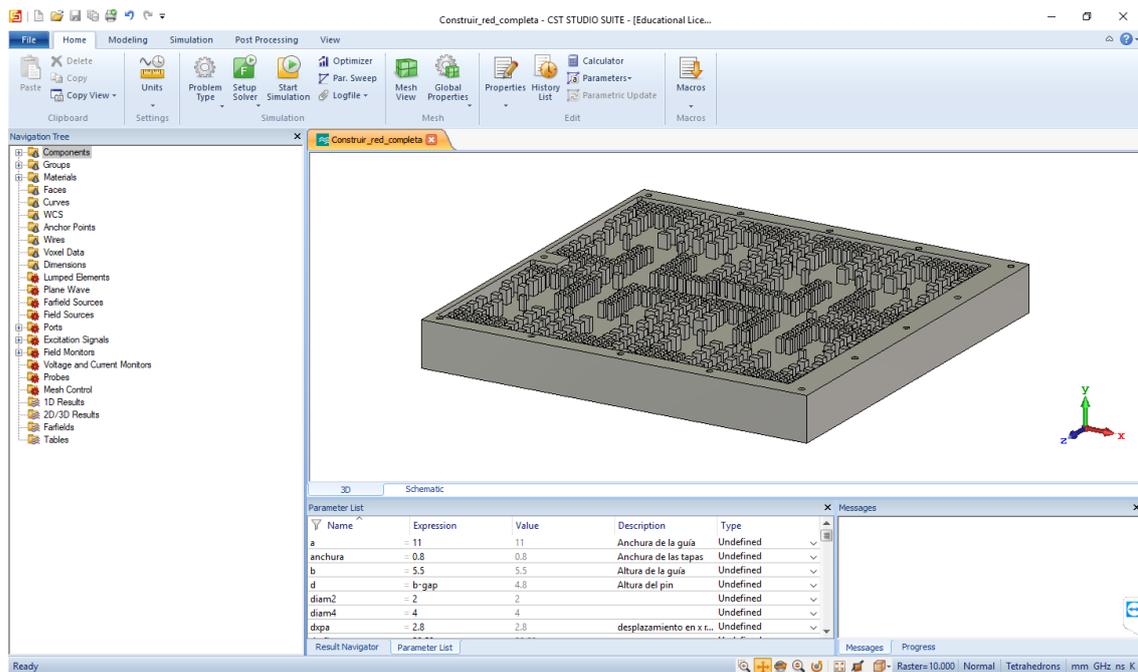


Figura A.1. Interfaz de CST Microwave Studio.

A.1 Eigen-mode Solver de CST Microwave Studio

El Eigen-mode Solver de CST está dedicado a la simulación de estructuras resonantes cerradas. Los principales resultados son, además de la distribución de campo de los modos, las frecuencias propias de las estructuras. El Eigenmode Solver también aprovecha la aproximación perfecta de límites (*Perfect Boundary Approximation - PBA*), propiedad de CST, que ofrece una rápida convergencia en poco tiempo.

El Eigenmode Solver también presenta condiciones de contorno periódicas y admite la creación automática de diagramas de dispersión. De esta manera, se ha utilizado para simular una cama infinita de pines y sus diagramas de dispersión, a través del diseño de un único pin.

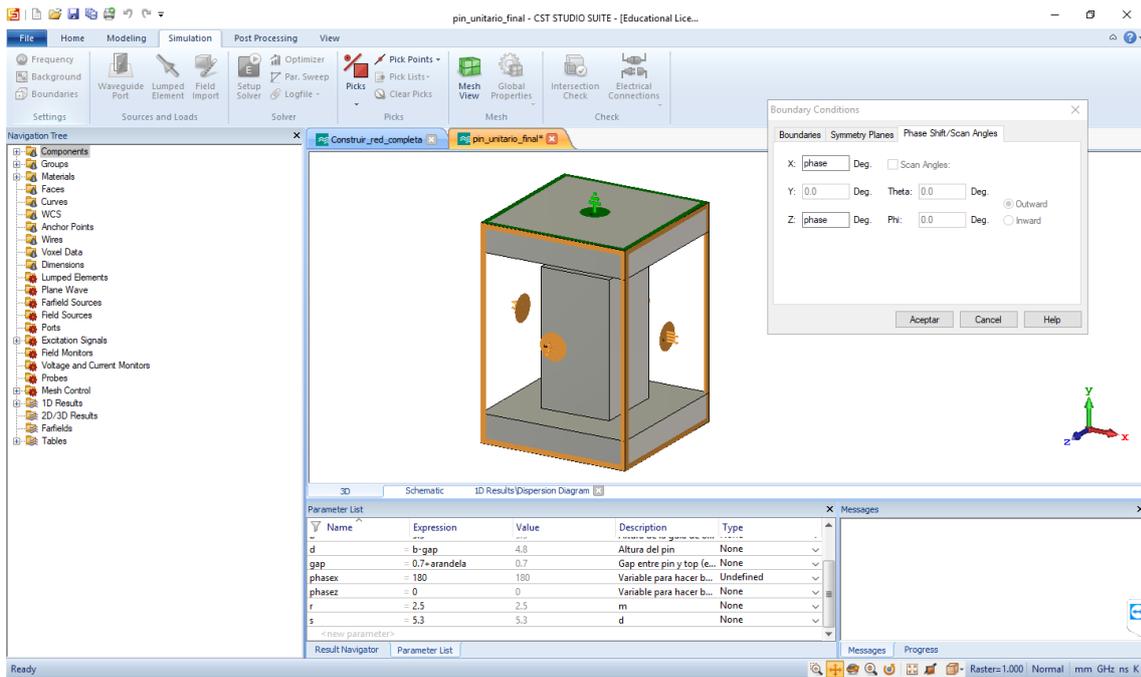


Figura A.1.1. Condiciones de contorno para el Eigenmode Solver.

Se ponen condiciones de contorno periódicas en sentido x e y con el valor de la variable *phase*, y PEC en las placas paralelas, Figura A.1.1. Mediante un barrido de *phase* entre 0 y 180, se obtienen los diagramas de dispersión de la estructura, tal y como se muestra en la Figura A.1.2.

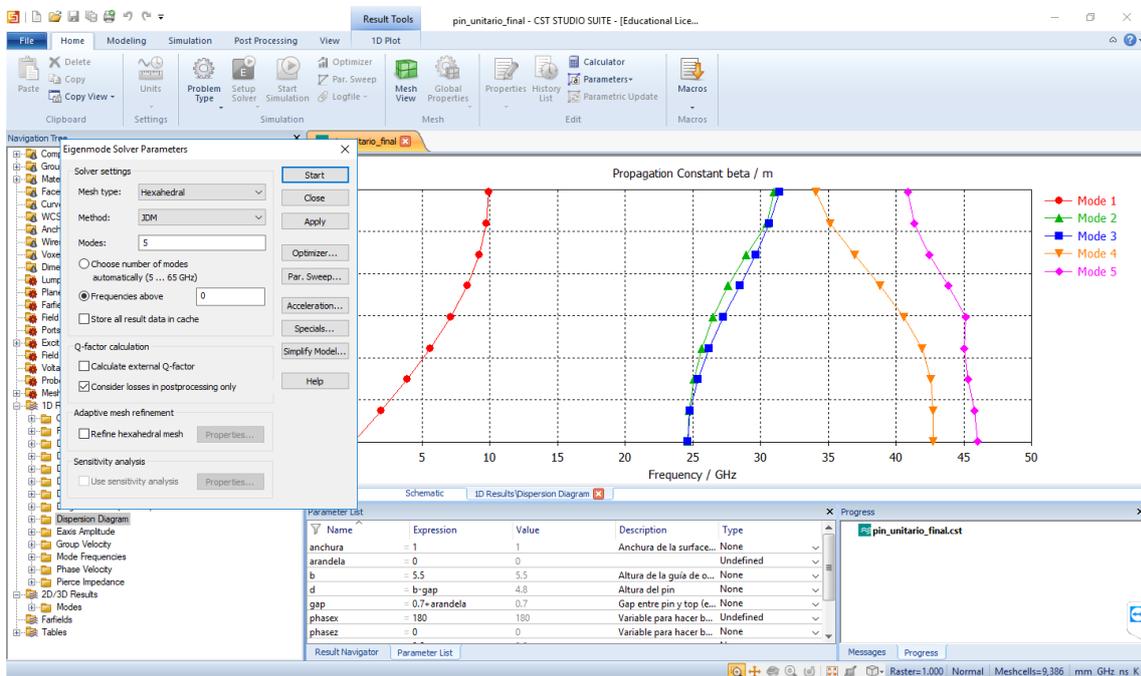


Figura A.1.2. Diagrama de dispersión con Eigenmode Solver.

B. Valores intermedios de la red

Cada una de las partes en las que se divide la red de alimentación para ...

B.1 Divisor de potencia en T

Tabla B.1.1. Valores de las discontinuidades del divisor de potencia en T.

<i>s2_T</i>	1.4 mm
<i>fondo_T</i>	1.8 mm
<i>fondo2_T</i>	1 mm
<i>w1_T</i>	10.6 mm
<i>w2_T</i>	10.54 mm

B.2 Divisor de potencia en H

Tabla B.2.1. Valores de las discontinuidades del divisor de potencia en H.

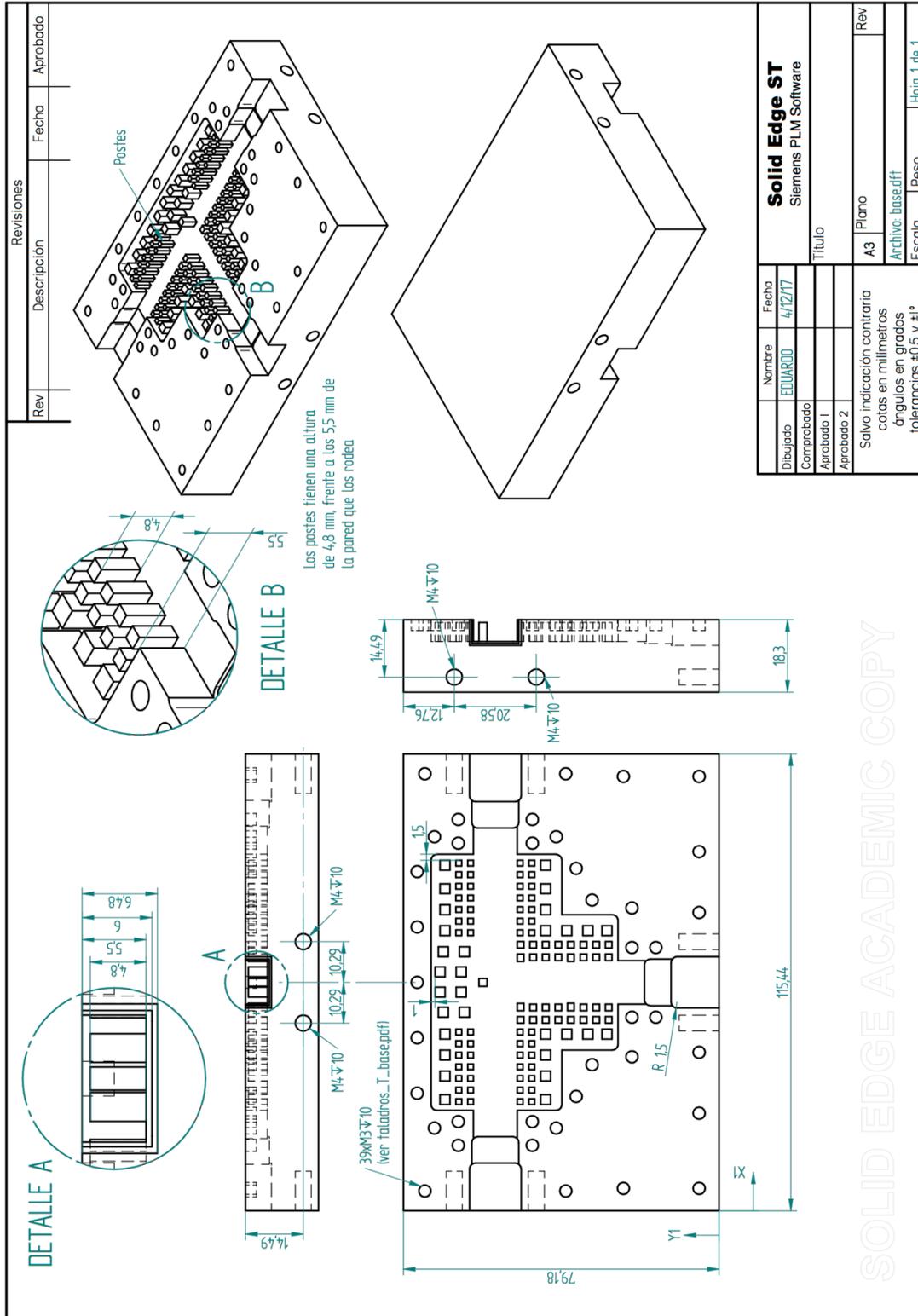
	Sin elementos radiantes	Con elementos radiantes
<i>s2_H</i>	1.5 mm	0.7 mm
<i>fondo_H</i>	0.6 mm	1.3 mm
<i>fondo2_H</i>	0.5 mm	0.5 mm
<i>w1_H</i>	10.2 mm	10.2 mm
<i>w2_H</i>	10.1 mm	10.5 mm
<i>s2_H2</i>	2.7 mm	2.6 mm
<i>fondo_H2</i>	3.3 mm	3.1 mm

B.3 Entrada en transición vertical

Tabla B.1.1. Valores de las discontinuidades de la entrada en transición vertical.

<i>s2_entrada</i>	2.2 mm
<i>pos_guia</i>	3.06 mm
<i>entrada_v_1</i>	0.6 mm
<i>entrada_v_2</i>	0.24 mm
<i>w1_T</i>	10.15 mm
<i>w2_T</i>	10.3 mm

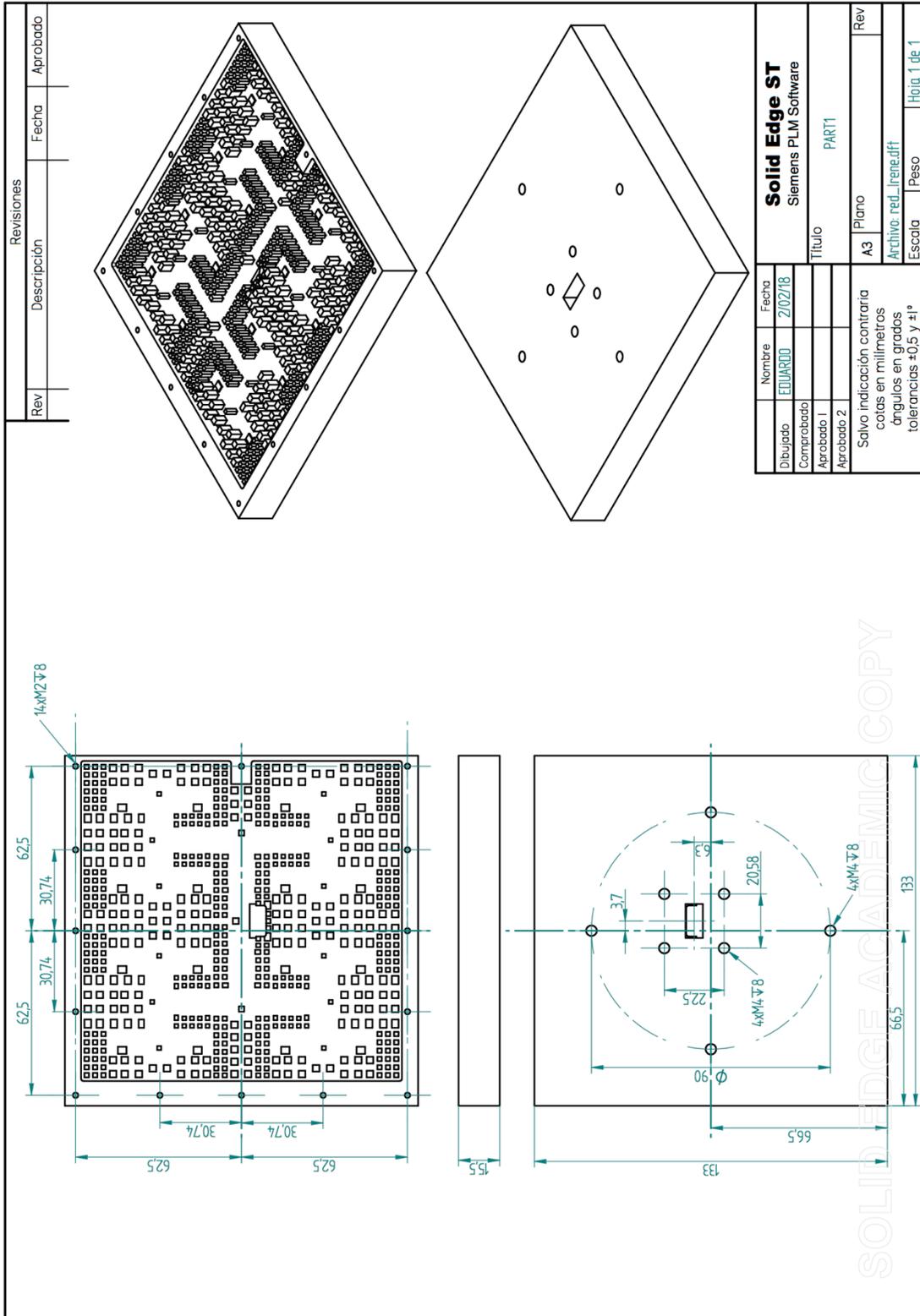
C.2 Divisor de potencia en T



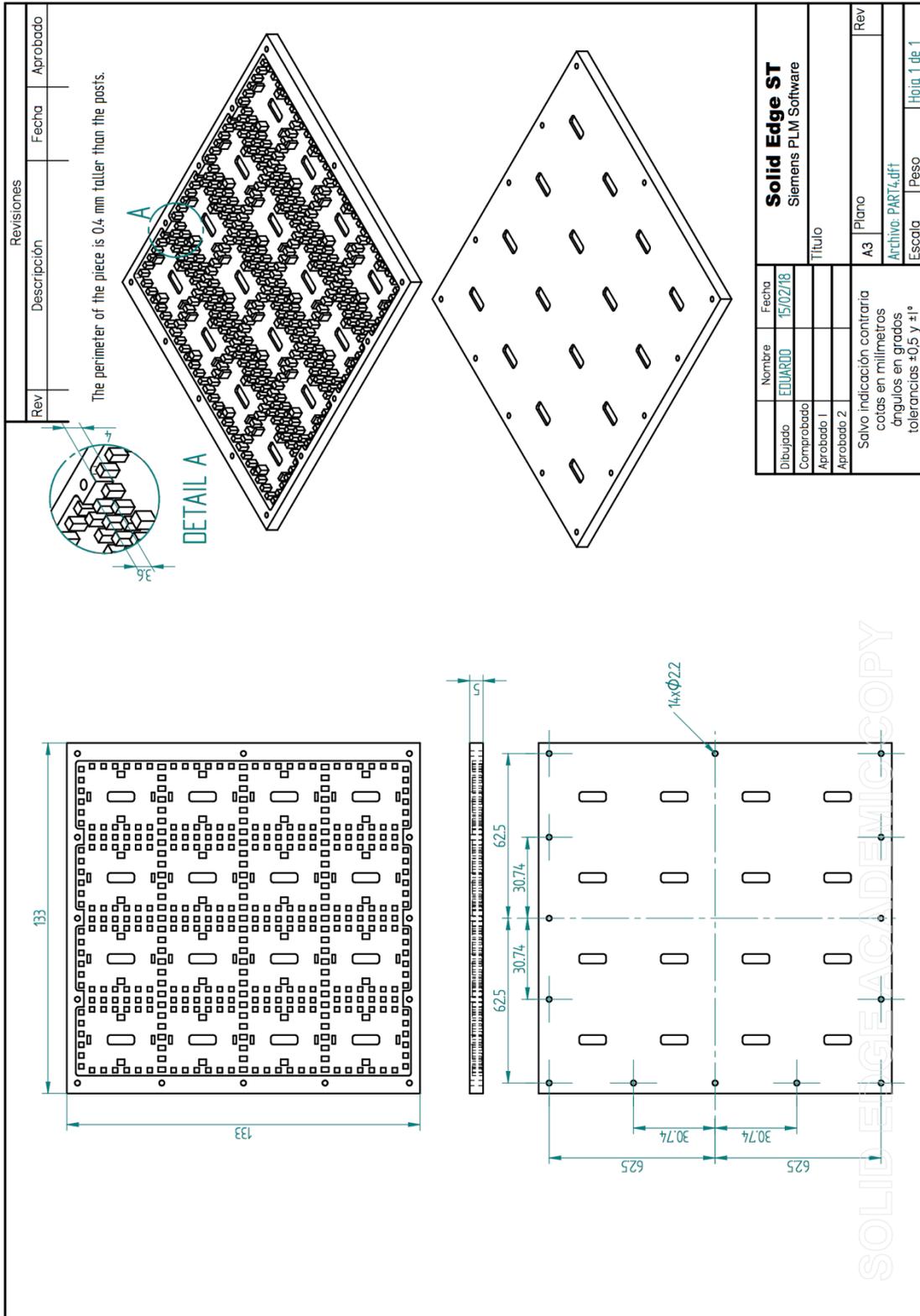
Nombre	Eduardo	Fecha	4/12/17	Solid Edge ST
Dibujado	Eduardo			Siemens PLM Software
Comprobado				Título
Aprobado 1				
Aprobado 2				
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias $\pm 0,5$ y $\pm 1^\circ$				Plano
				A3
				Archivo: base.dff
				Escala
				Peso
				Hoja: 1 de 1

SOLID EDGE ACADEMIC COPY

C.3 Red de alimentación en GW



C.4 Cavidades distribuidoras en GW



D. Medidas

En este trabajo se han realizado dos tipos de medidas: parámetros S y radiación. En las medidas de parámetros S se ha medido la adaptación, S_{11} , y la transmisión, S_{21} ; y en las de radiación se ha medido ganancia y diagrama de radiación.

D.1 Medida de parámetros S

Estas medidas se han realizado mediante un analizador de redes. El modelo del analizador utilizado es el Agilent E5071C, que opera hasta los 20 GHz de frecuencia, Figura D.1.1.

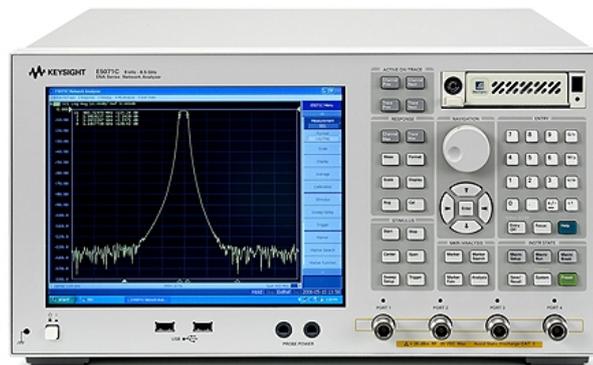


Figura D.1.1. Analizador de redes Agilent E5071C.

Se conecta directamente la pieza bajo estudio al analizador de redes mediante cables flexibles Agilent 85131E. Para evitar interferencias y reflexiones indeseadas durante la medida, se usa un conjunto de pirámides absorbentes de radiación, tal y como se muestra en la Figura D.1.2.

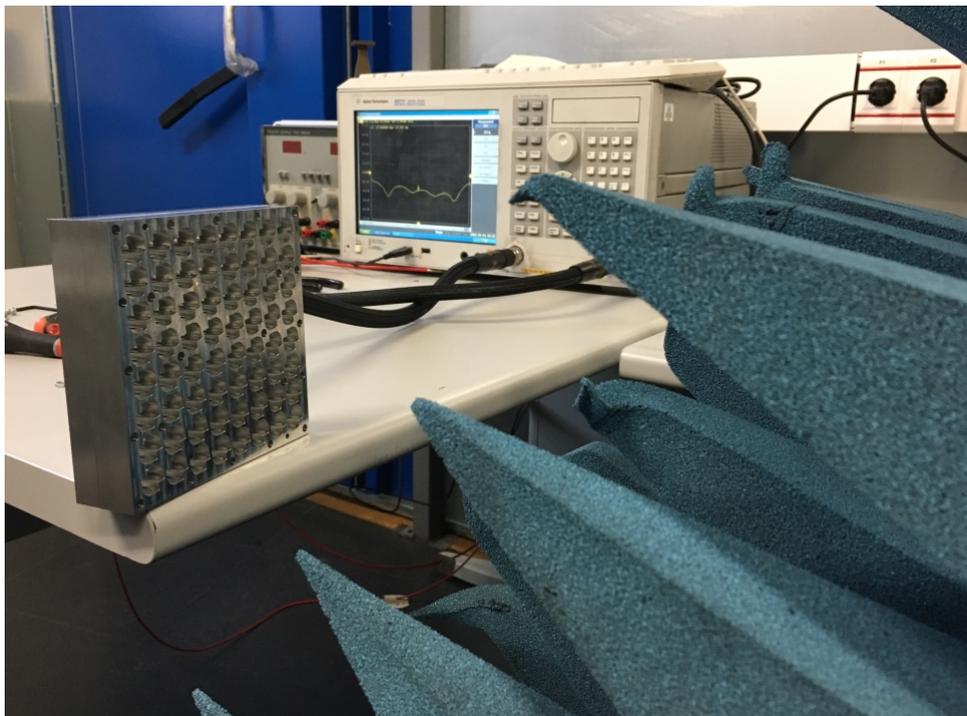


Figura D.1.2. Medición de la adaptación de la antena mediante el analizador de redes.

D.2 Medida en radiación

Todas las medidas de radiación se realizan en la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior. La cámara está forrada con pirámides absorbentes para eliminar cualquier interferencia electromagnética, se utiliza el analizador de redes tanto para transmitir como para recibir señal. En transmisión, se utiliza una bocina piramidal, mientras que, en recepción, se coloca la antena bajo estudio.

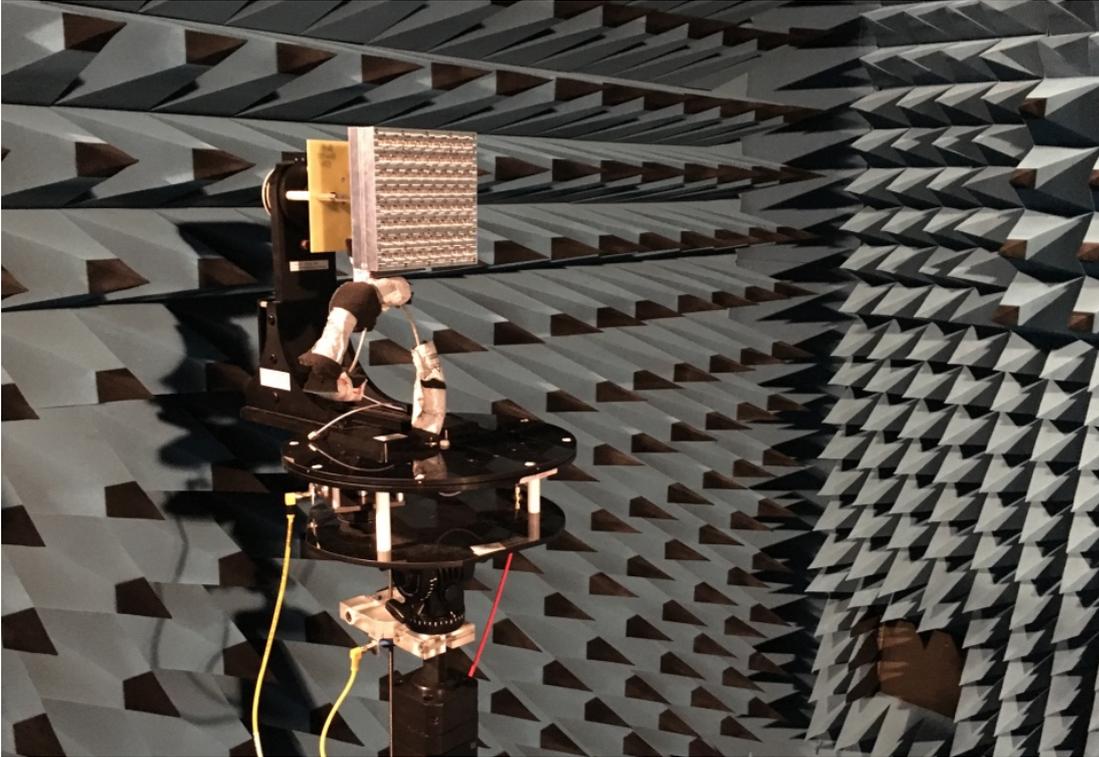


Figura D.2.1. Antena diseñada en la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior.

Poniendo, en primer lugar, una bocina en recepción con ganancia conocida, se obtienen sus parámetros de transmisión. A continuación, se coloca la antena bajo estudio en recepción y, con los parámetros de transmisión de la bocina anterior como referencia, se obtienen los S_{21} de la nueva antena. A partir de estos valores, se calcula fácilmente la ganancia de la antena bajo estudio. Para poder medir el diagrama de radiación, se coloca la bocina transmisora tanto en vertical como en horizontal. De esta manera, se pueden medir los dos planos principales.

Para medir la polarización circular de la antena, se necesitan medir los niveles de señal (amplitud y fase) recibidos por la antena de dos polarizaciones lineales ortogonales.

$$E = |E_{\theta}|e^{j\varphi_{\theta}} \pm j|E_{\phi}|e^{j\varphi_{\phi}}$$

