

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

**Diseño de antena de alta ganancia en  
tecnologías Gap Waveguide para  
aplicaciones satelitales 5G de alta tasa  
binaria en banda Ka**

**Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación**

**Autor: ÁLVAREZ PÉREZ, Alejandro**

**Tutor: MASA CAMPOS, José Luis**

**Junio 2022**



# **Diseño de antena de alta ganancia en tecnologías Gap Waveguide para aplicaciones satelitales 5G de alta tasa binaria en banda Ka**

**AUTOR: Alejandro Álvarez Pérez**

**TUTOR: 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 2022**







## Resumen

La tecnología 5G está en el punto de mira por dos grandes motivos: Lograr tasas binarias muy elevadas, y cubrir más bandas de frecuencia debido al número creciente de dispositivos conectados. Se ha empezado el despliegue 5G en frecuencias en torno a 3.5 GHz por su equilibrio entre velocidad y alcance de los enlaces, pero el ancho de banda no permite alcanzar las tasas binarias que 5G puede obtener. Las bandas altas, como 28, 30 y 60 GHz se plantean para aumentar la frecuencia portadora y con ello el ancho de banda absoluto. No obstante, se han estado usando más para comunicaciones 5G en interiores, por su escaso alcance a pesar de su alta velocidad. Sin embargo, la banda Ka, a 28 GHz está siendo planteada para comunicaciones por satélite 5G (5G SATCOM, “*Satellite Communications*”). Se plantea para constelaciones de satélites LEO (“*Low Earth Orbit*”, Órbita Terrestre Baja) que, al estar más cerca de la corteza terrestre, implican menos pérdidas de propagación en el espacio libre, y gracias a las constelaciones, se obtendría una comunicación más robusta con menos latencia y más rápida que con un satélite GEO (“*Geosynchronous Equatorial Orbit*”, Geoestacionario) tradicional.

Frecuencias tan altas como 28 GHz implican buscar altas ganancias por sus pérdidas de propagación. Por otro lado, la polarización circular suele ser un aspecto crucial en SATCOM. En la actualidad se suelen plantear dispositivos multicapa. Las tecnologías *Gap Waveguide* (GW) han probado ser más útiles en este aspecto que las tecnologías impresas o guías convencionales, por sus bajas pérdidas, alta eficiencia, y por su robustez ante contactos imperfectos entre las diferentes capas de una antena. En el grupo RFCAS se dispone de una antena de 8x8 elementos radiantes, con polarización circular y alta ganancia. Se alimentan uniformemente en amplitud y fase, con el objetivo de obtener máxima directividad en *broadside*. En el grupo, se logró alimentar dicha antena con la tecnología *Groove Gap Waveguide* (GGW), necesitando varias capas de alimentación. En otro trabajo del grupo, se implementó dicha red en *Ridge Gap Waveguide* (RGW), logrando una única capa de distribución, pero perdiendo prestaciones. En este Trabajo de Fin de Máster se ha estudiado y planteado el uso conjunto de las tecnologías GGW y RGW para lograr entamar una red de alimentación monocapa para la antena disponible. Además, se ha presentado una nueva topología para guías GW para facilitar los procesos de fabricación.

Se procede estudiando diferentes tipos de divisores de potencia, y finalmente se plantean los diseños de antena. Se parte de una antena 2x2, escalando a una antena 4x4 hasta llegar a la antena 8x8 final, estudiando progresivamente cómo evolucionan los parámetros obtenidos. La simulación de la antena 8x8 final logra cubrir un ancho de banda en adaptación muy competente de 26 a 29.8 GHz (13.62%), con una relación axial menor a 3 dB a partir de 26.3 GHz, y obteniendo una ganancia máxima de 27dBi, con lóbulos secundarios en torno a -13 dBi, típico valor de los esquemas de *arrays* de antenas que maximizan la directividad. Tras la fabricación y medida, se han perdido prestaciones levemente, pero estas siguen siendo satisfactorias. Se presenta en este trabajo una antena 8x8 construida en aluminio mediante mecanizado, de perfil bajo, de unos 96x96x19.77 [mm], alta ganancia (26.8 dBi máximos) y polarización circular, con un ancho de banda que comprende entre 26.3 a 30 GHz (13.14 %) que permite cubrir con garantías la banda de 28 GHz para comunicaciones 5G futuras.

## Palabras clave

Antena multicapa, array, polarización circular, SATCOM, 5G, Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide, alta ganancia, red de alimentación monocapa, banda Ka



## **Abstract**

5G technology is in the spotlight for two main reasons: Achieve very high binary rates, and cover more frequency bands due to the growing number of connected devices. 5G deployment has begun in frequencies around 3.5 GHz due to its balance between speed and link range, but the bandwidth does not allow the binary rates that 5G can obtain. The high bands, such as 28, 30 and 60 GHz are proposed to increase the carrier frequency and thus the absolute bandwidth. However, they have been used more for 5G communications indoors, due to their short range despite their high speed. However, the Ka band, at 28 GHz, is being proposed for 5G satellite communications (5G SATCOM). It is proposed for LEO ("Low Earth Orbit") satellite constellations which, being closer to the earth's surface, imply less propagation loss in free space, and thanks to the constellations, a more reliable communication would be obtained. robust with less latency and faster than with a traditional GEO (Geosynchronous Equatorial Orbit) satellite.

Frequencies as high as 28 GHz imply seeking high gains to mitigate propagation losses. On the other hand, circular polarization is often a crucial aspect in SATCOM. At present, multilayer devices are usually considered. The Gap Waveguide (GW) technologies have proven to be more useful in this regard than printed technologies or conventional guides, due to its low losses, high efficiency, and its robustness against imperfect contacts between the different layers of an antenna. The RFCAS group has an 8x8 radiating element antenna, with circular polarization and high gain. They are fed uniformly in amplitude and phase, with the aim of obtaining maximum directivity at broadside. In the group, it was possible to feed said antenna with Groove Gap Waveguide (GGW) technology, requiring several feeding layers. In another work of the group, this network was implemented in Ridge Gap Waveguide (RGW), achieving a single distribution layer, but losing capabilities. In this Master's Thesis, the joint use of GGW and RGW technologies has been studied and proposed to achieve a single-layer feed network for the available antenna. In addition, a new topology for GW guides has been presented to facilitate manufacturing processes.

We proceed to study different types of power dividers, and finally the antenna designs are proposed. Starting from a 2x2 antenna, scaling a 4x4 antenna until reaching the final 8x8 antenna, progressively studying how the obtained parameters evolve. The simulation of the final 8x8 antenna manages to cover a very competent adaptation bandwidth from 26 to 29.8 GHz (13.62%), with an axial ratio of less than 3 dB from 26.3 GHz, and obtaining a maximum gain of 27dBi, with secondary lobes around at -13 dBi, typical value of antenna array schemes that maximize directivity. After manufacturing and measurement, performance has been slightly lost, but it is still satisfactory. An 8x8 antenna built in aluminum by machining, low profile, about 96x96x19.77 [mm], high gain (26.8 dBi maximum) and circular polarization, with a bandwidth ranging from 26.3 to 30 GHz (13.14%), is presented in this paper, that allows the 28 GHz band to be covered with guarantees for future 5G communications.

## **Keywords**

Multilayer Antenna, array, Circular Polarization, SATCOM, 5G, Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide, High Gain, Single Layer Feeding Network, Ka Band







## *Agradecimientos*

Es complicado encontrar las palabras y el hueco para agradecer a toda aquella gente que te ha ayudado a lo largo de estos años. Y no, ayudar implica sólo coger mi trabajo y resolver mis dudas técnicas. Se puede echar una mano de muchas otras formas, y voy a intentar agradecer a todas aquellas personas que me han acompañado a cerrar, posiblemente, una de las etapas más memorables e importantes de mi vida.

En primer lugar, a mi tutor José Luis. Hace unos años depositaste confianza en un chaval que poca idea tenía de este mundillo, y has seguido acompañándome hasta ahora. No sólo has ofrecido ayuda más técnica, sino que cualquier reconocimiento por tu parte era un potenciador para seguir trabajando con más ganas. Por ello (y por muchas cosas más), mi más sincero agradecimiento.

También tengo que agradecer a mis compañeros y amigos de universidad y de Indra. En general, cualquier charla o café sirven para despejar la mente y en ocasiones, aportar otros puntos de vista, además de todo lo que aprendo de vosotros.

Debo agradecer a todo mi equipo de Balonmano San Sebastián de los Reyes. A veces no valoro lo mucho que me ayuda este deporte y estos compañeros (con los que llevo casi toda la vida) a despejarme, a competir, y sobre todo a divertirme, ya sea jugando (en Sanse o a cientos de kilómetros de casa), o tomando unas cervezas post-partido y charlando de lo que sea.

Quiero agradecer profundamente a mis amigos de siempre, con los que llevo media vida, simplemente por estar ahí. Una cerveza, un burrito, unas cartas en el parque... Y nuestras idioteces. No necesito más. Un claro ejemplo que no se necesita ayuda exclusivamente técnica para seguir adelante, sino ayuda humana. Os quiero, y de nuevo, gracias.

He de darte las gracias, Ainhoa. Por quererme como me quieres y por recordarme lo que valgo.

Y como no, a las personas más cercanas a mi: Mi familia. Mi hermano, Gabriel, como siempre un referente que me ha servido para llegar hasta donde estoy. Mis padres, por seguir aguantándome en casa y por seguir apoyándome en mi vida profesional, académica, deportiva y personal (sois mi pilar fundamental). A mi tío y a mis abuelos por estar ahí y seguir acompañándome.

Sinceramente, habrá muchas personas más. Un momento, unas carcajadas, una charla... Pero es imposible escribir sobre todas. A todas aquellas que han compartido un ratito conmigo, gracias.

Y finalmente, al lector. Gracias por emplear tu tiempo en mi trabajo, y espero que sirva de ayuda o inspiración.



# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1 INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
1.1 MOTIVACIÓN .....	1
1.2 OBJETIVOS.....	3
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA .....	4
<b>2 ESTADO DEL ARTE .....</b>	<b>5</b>
2.1 CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS .....	5
2.1.1 <i>Definición de antena</i> .....	5
2.1.2 <i>Diagrama de radiación</i> .....	5
2.1.3 <i>Directividad y ganancia</i> .....	6
2.1.4 <i>Polarización</i> .....	6
2.1.5 <i>Arrays de antenas</i> .....	7
2.2 REDES DE ALIMENTACIÓN .....	8
2.3 PARÁMETROS DE DISPERSIÓN (PARÁMETROS S) .....	9
2.3.1 <i>Coficiente de reflexión y de adaptación</i> .....	10
2.4 MEDIOS DE TRANSMISIÓN: MODOS DE PROPAGACIÓN .....	10
2.5 TECNOLOGÍA RIDGE WAVEGUIDE .....	12
2.5.1 <i>Modos de propagación</i> .....	12
2.5.2 <i>Frecuencia de corte del modo fundamental</i> .....	13
2.5.3 <i>Impedancia característica</i> .....	15
2.6 TECNOLOGÍAS GAP WAVEGUIDE .....	16
2.6.1 <i>Estructuras EBG. Concepto de PEC sobre PMC</i> .....	16
2.6.2 <i>Tipos de guía Gap Waveguide</i> .....	17
2.6.2.1 <i>Groove Gap Waveguide (GGW)</i> .....	17
2.6.2.2 <i>Ridge Gap Waveguide (RGW)</i> .....	18
2.6.2.3 <i>Microstrip Gap Waveguide (MGW)</i> .....	18
<b>3 DISEÑO Y SIMULACIÓN .....</b>	<b>19</b>
3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS .....	19
3.1.1 <i>Antena objetivo. Capa de elementos radiantes</i> .....	19
3.1.2 <i>Red de alimentación: Limitaciones físicas.</i> .....	20
3.1.3 <i>Tecnología empleada: GGW y RGW enterradas.</i> .....	21
3.1.3.1 <i>Cama de pines: Pin unidad</i> .....	22
3.1.3.2 <i>Celdas unidad: Modos de propagación</i> .....	23
3.1.3.3 <i>Pérdidas de trasmisión, acoplos y adaptación</i> .....	24
3.2 DISEÑO DE GUÍAS RGW Y GGW ENTERRADAS. ....	25
3.2.1 <i>Guía RGW</i> .....	25
3.2.2 <i>Divisor de potencia en T RGW-RGW</i> .....	26
3.2.3 <i>Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW. Compatibilidades.</i> .....	29
3.3 DISEÑO Y SIMULACIÓN DE ANTENA .....	31
3.3.1 <i>Antena 2x2.</i> .....	31
3.3.1.1 <i>Estudio del efecto de los acoplos mutuos en una triple antena 2x2.</i> .....	35
3.3.2 <i>Antena 4x4.</i> .....	37
3.3.3 <i>Antena 8x8 final.</i> .....	41
<b>4 INTEGRACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS .....</b>	<b>47</b>
4.1 PROTOTIPOS EN RGW Y GGW ENTERRADAS .....	47
4.1.1 <i>Guía RGW</i> .....	47
4.1.2 <i>Divisor de potencia en T RGW-GGW</i> .....	48
4.1.3 <i>Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW</i> .....	50
4.2 MEDIDAS DE ANTENA.....	52
4.2.1 <i>Antena 2x2</i> .....	52
4.2.1.1 <i>Triple antena 2x2. Efecto de los acoplos</i> .....	55
4.2.2 <i>Antena 4x4</i> .....	58

4.2.3 Antena 8x8 .....	61
<b>5 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....</b>	<b>65</b>
5.1 CONCLUSIONES.....	65
5.2 TRABAJO FUTURO .....	66
<b>REFERENCIAS .....</b>	<b>67</b>
<b>GLOSARIO .....</b>	<b>69</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>I</b>
A.    SOFTWARE DE DISEÑO Y SIMULACIÓN .....	I
A.1    CST MICROWAVE STUDIO .....	I
A.2    SIEMENS SOLID EDGE .....	III
B.    PLANOS DE FABRICACIÓN DE LOS DISEÑOS .....	IV
B.1    GUÍA RGW .....	IV
B.2    DIVISOR DE POTENCIA EN T RGW.....	VI
B.3    DIVISOR DE POTENCIA EN H RGW-GGW-RGW .....	VIII
B.4    ANTENA 2x2.....	X
B.5    TRIPLE ANTENA 2x2.....	XII
B.6    ANTENA 4x4 .....	XIV
B.7    ANTENA 8x8.....	XVI
C.    EQUIPAMIENTO DE MEDIDA.....	XVIII
C.1    ANALIZADOR DE REDES .....	XVIII
C.2    CÁMARA ANECOICA .....	XVIII
D.    PRESUPUESTO / COSTE DE LOS DISEÑOS FABRICADOS.....	XIX

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1: EVOLUCIÓN DEL NÚMERO DE CONEXIONES IOT GLOBALES HASTA FINAL DE 2021 Y CRECIMIENTO ESTIMADO HASTA 2025 [1] .....	1
FIGURA 1-2: (A) ESQUEMA DE COMUNICACIÓN POR SATÉLITE GEO Y (B) CONSTELACIÓN LEO .....	2
FIGURA 2-1: ELIPSE DE POLARIZACIÓN GENÉRICA .....	6
FIGURA 2-2: (A) ARRAY LINEAL Y (B) ARRAY BIDIMENSIONAL .....	7
FIGURA 2-3: (A) ARRAY 4X1 DE PARCHES CON RED DE ALIMENTACIÓN EN SERIE Y (B) EN PARALELO .....	8
FIGURA 2-4: ONDAS REFLEJADAS E INCIDENTES EN UNA RED GENÉRICA DE N PUERTAS .....	9
FIGURA 2-5: SIMILITUD ENTRE PLACAS PARALELAS (IZQUIERDA) Y GUÍA DE ONDA (DERECHA) [10] .....	11
FIGURA 2-6: ARQUITECTURAS RW MÁS COMUNES Y SUS DIMENSIONES. RW SIMPLE (IZQUIERDA) Y DOBLE (DERECHA). .....	12
FIGURA 2-7: COMPARATIVA ENTRE LAS FRECUENCIAS DE CORTE Y LOS ANCHOS DE BANDA MONOMODO DE UNA GUÍA RECTANGULAR WR28 Y UNA RW CON MENORES DIMENSIONES .....	13
FIGURA 2-8: CAMPO ELÉCTRICO EN UNA GUÍA RW (IZQUIERDA) Y UNA MICROSTRIP (DERECHA) .....	13
FIGURA 2-9: EVOLUCIÓN DEL ESPACIO DE CORTE (FÓRMULA 2.20) DE UNA GUÍA RW EN FUNCIÓN DE LAS RELACIONES D/B Y S/A, CON B/A = 0.4 [10] .....	14
FIGURA 2-10: EVOLUCIÓN LA IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA “EN EL INFINITO” (FÓRMULA 2.21) DE UNA GUÍA RW EN FUNCIÓN DE LAS RELACIONES D/B Y S/A, CON B/A = 0.4 [10] .....	15
FIGURA 2-11: CONCEPTO DE PEC SOBRE PMC .....	16
FIGURA 2-12: CAMA DE PINES. DIMENSIONES CARACTERÍSTICAS Y CONCEPTO .....	17
FIGURA 2-13: (A) GUÍAS GGW CON POLARIZACIÓN VERTICAL PLANO H Y (B) HORIZONTAL PLANO E .....	17
FIGURA 2-14: (A) GUÍAS RGW CON POLARIZACIÓN VERTICAL PLANO H CON A > B Y (B) CON A < B .....	18
FIGURA 2-15: GUÍA MGW .....	18
FIGURA 3-1: VISTA DEL ELEMENTO RADIANTE SUPERIOR E INFERIOR CON DIMENSIONES DE LA CAVIDAD RECTANGULAR (IZQUIERDA) Y ARRAY 8x8 EN 3D (DERECHA) .....	19
FIGURA 3-2: ARRAY 8x8 DE ELEMENTOS RADIANTES, VISTA INFERIOR. SE DETALLAN DIFERENTES SUBARRAYS 2x2, DISTANCIA ENTRE SUS ELEMENTOS Y DISTANCIAS ENTRE CAVIDADES. ....	20
FIGURA 3-3: GUÍAS GGW (G1) Y RGW (G2) CONVENCIONALES Y SUS VERSIONES ENTERRADAS RESPECTIVAMENTE (G3, G4). DIMENSIONES CARACTERÍSTICAS. ....	21
FIGURA 3-4: DIFERENCIAS EN EL DIAGRAMA DE DISPERSIÓN DE PINES UNIDAD SEGÚN SU ALTURA Y GAP. ....	22
FIGURA 3-5: VARIACIÓN DE LA STOPBAND DE LOS PINES EN FUNCIÓN DE SU ANCHURA Y SEPARACIÓN. D <sub>p</sub> Y GAP PROPIOS DEL PIN A. ....	22
FIGURA 3-6: MODO DE PROPAGACIÓN FUNDAMENTAL DE LAS GUÍAS BAJO ESTUDIO. ....	23
FIGURA 3-7: ESTUDIO DE ACOPLOS, PÉRDIDAS Y ADAPTACIÓN DE LA DISPOSICIÓN DE GUÍAS.....	24
FIGURA 3-8: GUÍA RGW ENTERRADA, (A) PLACA INFERIOR Y (B) SUPERIOR. DETALLE DE LA TRANSICIÓN A WR28 Y SUS DIMENSIONES (ROJO) Y DETALLE DE LOS SURCOS PROPIOS DE LA ESTRUCTURA (AZUL) .....	25
FIGURA 3-9: PARÁMETROS S DE LA GUÍA RGW DISEÑADA.....	26
FIGURA 3-10: DIVISOR T, PLACA INFERIOR 3D, DETALLE DE LA DISCONTINUIDAD EN LA PLACA INFERIOR (CON PINES VISIBLES) Y DE LA PLACA SUPERIOR (PINES OCULTOS).....	27
FIGURA 3-11: PARÁMETRO DE ADAPTACIÓN DEL DIVISOR T DISEÑADO .....	27
FIGURA 3-12: TRASMISIÓN EN AMPLITUD Y EN FASE DEL DIVISOR DE POTENCIA EN T CON PEC Y ALUMINIO.....	28
FIGURA 3-13: EFECTOS DE LA POSICIÓN DE LA ENTRADA EN LA FASE DEL CAMPO E EN (A) CAVIDADES RECTANGULARES, Y (B, C) DEL CAMPO DE UNA GUÍA DE ENTRADA SOBRE LAS SALIDAS .....	28
FIGURA 3-14: PLACA INFERIOR DEL DIVISOR DE POTENCIA H, CON DETALLE DE LAS DISCONTINUIDADES T Y SUS DIMENSIONES. ....	29
FIGURA 3-15: ADAPTACIÓN, TRASMISIÓN EN AMPLITUD Y EN FASE DEL DIVISOR DE POTENCIA EN H.....	30
FIGURA 3-16: ANTENA 2x2 COMPLETA CON CORTES DEL CAMPO LEJANO (IZQUIERDA), CAPA INFERIOR, Y LA CAPA SUPERIOR VOLTEADA (DERECHA). SIMULADA EN ALUMINIO. ....	31
FIGURA 3-17: VISTA DE LA PLACA INFERIOR DEL SUBARRAY 2x2, CON DETALLE SOBRE LAS GUÍAS, SECCIONES O ESTRUCTURAS MÁS IMPORTANTES. (A) TRANSICIÓN DE ENTRADA RGW-WR28, (B) CHAFLANES DE LA T2, Y (C) R <sub>1</sub> DE LA T1.....	32
FIGURA 3-18: VECTORES DEL CAMPO ELÉCTRICO EN UN CORTE DEL PLANO XY EN (A) UNA FASE Y (B) 180º DESPUÉS. (C) MÁXIMO VALOR DEL CAMPO ELÉCTRICO EN LA ESTRUCTURA A 28 GHZ. ....	33
FIGURA 3-19: ADAPTACIÓN DEL ELEMENTO UNITARIO Vs. ANTENA 2x2. AMPLITUD Y CARTA DE SMITH. ....	33
FIGURA 3-20: RELACIÓN AXIAL DEL ELEMENTO UNITARIO Vs. ANTENA 2x2 (IZQUIERDA). GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA ANTENA 2x2 (DERECHA) .....	34
FIGURA 3-21: DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A 26, 28 Y 30 GHZ CON DIFERENTES CORTES DE AZIMUT DE LA ANTENA 2x2. RECHAZO DE LA CONTRAPOLAR A 28 GHZ EN $\Phi = [0^\circ, 90^\circ]$ .....	34

FIGURA 3-22: TRIPLE ANTENAS 2x2 CON CORTES DEL CAMPO LEJANO (IZQUIERDA), CAPA INFERIOR, Y LA CAPA SUPERIOR VOLTEADA (DERECHA).....	35
FIGURA 3-23: (A) ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 2x2 (FIG. 3-16) FRENTE A LA DE LAS ANTENAS 2x2 CENTRAL (2x2C) Y LATERAL (2x2L), Y TRANSMISIÓN ENTRE PUERTOS. (B) MÁXIMO DEL CAMPO ELÉCTRICO TRANSMITIDO POR EL PUERTO 1 A 28 GHz .....	36
FIGURA 3-24: RELACIONES AXIALES (IZQUIERDA) Y GANANCIAS (DERECHA) DE LAS ANTENAS 2x2 ORIGINAL (2x2), CENTRAL (2x2C) Y LATERAL (2x2L). .....	36
FIGURA 3-25: DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A 28 GHz CON DIFERENTES CORTES DE AZIMUT DE LAS ANTENAS 2x2 CENTRAL Y LATERAL. ....	37
FIGURA 3-26: ANTENAS 4x4 CON CORTES DEL CAMPO LEJANO (IZQUIERDA), CAPA INFERIOR, Y LA CAPA SUPERIOR VOLTEADA (DERECHA) .....	37
FIGURA 3-27: VISTA SUPERIOR DE LA PLACA INFERIOR DE LA ANTENA 4x4 (SECCIÓN). DETALLE DE LAS DISCONTINUIDADES T DEL NUEVO DIVISOR EN H, Y DE LOS SALIENTES INTRODUCIDOS. ....	38
FIGURA 3-28: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 2x2 Vs. ANTENA 4x4. AMPLITUD Y CARTA DE SMITH. ....	39
FIGURA 3-29: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA ANTENA 2x2 Vs. 4x4 .....	39
FIGURA 3-30: DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A 26, 28 Y 30 GHz CON DIFERENTES CORTES DE AZIMUT DE LA ANTENA 4x4. RECHAZO DE LA CONTRAPOLAR A 28 GHz EN $\Phi = [0^\circ, 90^\circ]$ .....	40
FIGURA 3-31: ANTENA 8x8 CON CORTES DEL CAMPO LEJANO. CAPA INFERIOR Y SUPERIOR VOLTEADA. ....	41
FIGURA 3-32: TRANSICIÓN DE ENTRADA WR28 EN EL CENTRO DE LA ANTENA 8x8. DETALLE A LA ESTRUCTURA DE LA PLACA SUPERIOR (A), PLACA INFERIOR EN LA ZONA ESCALONADA CON DIMENSIONES (B), ZONA DE ENTRADA VISTA SUPERIOR (C) Y DIVISOR DE POTENCIA GGW-RGW .....	42
FIGURA 3-33: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 4x4 Vs. ANTENA 8x8. AMPLITUD Y CARTA DE SMITH .....	43
FIGURA 3-34: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA REALIZADA EN <i>BROADSIDE</i> A DERECHAS EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA DE LA ANTENA 8x8 Vs. ANTENA 4x4 .....	43
FIGURA 3-35: PÉRDIDAS DE POLARIZACIÓN MÁXIMAS EN FUNCIÓN DE LA RELACIÓN AXIAL DE DOS ANTENAS [20] .....	44
FIGURA 3-36: NIVEL DE RECHAZO DE LA COMPONENTE CONTRAPOLAR DE UNA ANTENA CON POLARIZACIÓN CIRCULAR. [20] .	45
FIGURA 3-37: DIAGRAMA DE RADIACIÓN NORMALIZADO A 26, 28 Y 30 GHz CON DIFERENTES CORTES DE AZIMUT DE LA ANTENA 8x8 FINAL. RECHAZO DE LA CONTRAPOLAR A 28 GHz EN $\Phi = [0^\circ, 90^\circ]$ .....	45
FIGURA 4-1: GUÍA RGW FABRICADA EN ALUMINIO.....	47
FIGURA 4-2: ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN MEDIDAS DE LA GUÍA RGW FRENTE A SU SIMULACIÓN.....	48
FIGURA 4-3: (A) DIVISOR DE POTENCIA EN T RGW-RGW FABRICADO EN ALUMINIO. (B) CONFIGURACIÓN DE MEDIDA DE TRANSMISIÓN ENTRE PUERTOS 1 Y 2 .....	48
FIGURA 4-4: ADAPTACIÓN Y DEL DIVISOR EN T RGW-RGW FRENTE A SU SIMULACIÓN .....	49
FIGURA 4-5: ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN MEDIDA DEL DIVISOR EN T RGW-RGW FRENTE A SU SIMULACIÓN .....	49
FIGURA 4-6: (A) DIVISOR DE POTENCIA EN H RGW-GGW-RGW FABRICADO EN ALUMINIO, (B) CONFIGURACIÓN DE MEDIDA ENTRE P1 Y P5, Y (C) ENTRE P1 Y P2. ....	50
FIGURA 4-7: ADAPTACIÓN MEDIDA DEL DIVISOR EN H RGW-GGW-RGW FRENTE A SU SIMULACIÓN .....	50
FIGURA 4-8: TRANSMISIÓN MEDIDA DEL DIVISOR EN H RGW-GGW-RGW FRENTE A SU SIMULACIÓN .....	51
FIGURA 4-9: (A) ANTENA 2x2 FABRICADA EN ALUMINIO, (B) CONFIGURACIÓN DE MEDIDA DE ADAPTACIÓN .....	52
FIGURA 4-10: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 2x2 MEDIDA Vs. SIMULACIÓN .....	52
FIGURA 4-11: COLOCACIÓN DE LA ANTENA 2x2 EN CÁMARA ANEICOICA Y EJES DEL CAMPO. ....	53
FIGURA 4-12: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA-DIRECTIVIDAD EN <i>BROADSIDE</i> DE LA ANTENA 2x2. MEDIDA Vs. SIMULACIÓN ....	53
FIGURA 4-13: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN NORMALIZADOS A FRECUENCIAS 26, 28 Y 30 GHz Y DIFERENTES CORTES DE AZIMUT MEDIDOS FRENTE A LOS SIMULADOS DE LA ANTENA 2x2 .....	54
FIGURA 4-14: TRIPLE ANTENA 2x2 FABRICADA EN ALUMINIO (A), MEDIDA DE ADAPTACIÓN DEL PUERTO 3 (B), MEDIDA DE TRANSMISIÓN CON LOS PUERTOS 2 Y 3 ACTIVOS (C). ....	55
FIGURA 4-15: PARÁMETROS DE ADAPTACIÓN Y TRANSMISIÓN DE LA TRIPLE ANTENA 2x2 .....	55
FIGURA 4-16: COLOCACIÓN DE LA TRIPLE ANTENA 2x2 EN CÁMARA ANEICOICA Y EJES DEL CAMPO. ....	56
FIGURA 4-17: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA-DIRECTIVIDAD EN <i>BROADSIDE</i> DE LAS ANTENAS 2x2 PERTENECIENTES A LA TRIPLE ANTENA 2x2. MEDIDA Vs. SIMULACIÓN.....	56
FIGURA 4-18: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN NORMALIZADOS A 28 Y DIFERENTES CORTES DE AZIMUT MEDIDOS FRENTE A LOS SIMULADOS DE LAS ANTENAS 2x2 DE LA TRIPLE ANTENA. ....	57
FIGURA 4-19: (A) ANTENA 4x4 FABRICADA EN ALUMINIO, (B) MEDIDA DE ADAPTACIÓN .....	58
FIGURA 4-20: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 4x4 MEDIDA Vs. SIMULACIÓN .....	58
FIGURA 4-21: COLOCACIÓN DE LA ANTENA 4x4 EN CÁMARA ANEICOICA Y EJES DEL CAMPO. ....	59
FIGURA 4-22: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA-DIRECTIVIDAD EN <i>BROADSIDE</i> DE LA ANTENA 4x4 MEDIDA Vs. SIMULACIÓN .....	59



FIGURA 4-23: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN NORMALIZADOS A FRECUENCIAS 27, 28, 29 Y 30 GHZ Y DIFERENTES CORTES DE AZIMUT MEDIDOS FRENTE A LOS SIMULADOS DE LA ANTENA 4x4 .....	60
FIGURA 4-24: (A) ANTENA 8x8 FINAL FABRICADA EN ALUMINIO, (B) MEDIDA DE ADAPTACIÓN Y (C) COMPARATIVA DE TAMAÑO ENTRE ANTENAS 2x2, 4x4 Y 8x8. ....	61
FIGURA 4-25: ADAPTACIÓN DE LA ANTENA 8x8 FINAL MEDIDA Vs. SIMULACIÓN .....	62
FIGURA 4-26: COLOCACIÓN DE LA ANTENA 8x8 EN CÁMARA ANECOICA Y EJES DEL CAMPO. ....	62
FIGURA 4-27: RELACIÓN AXIAL Y GANANCIA-DIRECTIVIDAD EN <i>BROADSIDE</i> DE LA ANTENA 8x8 MEDIDA Vs. SIMULACIÓN .....	63
FIGURA 4-28: DIAGRAMAS DE RADIACIÓN NORMALIZADOS A FRECUENCIAS 27, 28, 29 Y 30 GHZ Y DIFERENTES CORTES DE AZIMUT MEDIDOS FRENTE A LOS SIMULADOS DE LA ANTENA 8x8 .....	64
FIGURA 0-1: INTERFAZ DE DISEÑO DE CST, CON TIME DOMAIN SOLVER.....	I
FIGURA 0-2: DETALLE DE CONDICIONES DE CONTORNO PARA EIGEN-MODE SOLVER. ....	II
FIGURA 0-3: INTERFAZ DE DISEÑO SOLID EDGE.....	III
FIGURA 0-4: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DE LA GUÍA RGW .....	IV
FIGURA 0-5: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DE LA GUÍA RGW.....	V
FIGURA 0-6: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DEL DIVISOR T RGW-RGW .....	VI
FIGURA 0-7: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DEL DIVISOR T RGW-RGW.....	VII
FIGURA 0-8: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DEL DIVISOR H RGW-GGW-RGW .....	VIII
FIGURA 0-9: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DEL DIVISOR H RGW-GGW-RGW.....	IX
FIGURA 0-10: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DE LA ANTENA 2x2 .....	X
FIGURA 0-11: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DE LA ANTENA 2x2 .....	XI
FIGURA 0-12: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DE LA TRIPLE ANTENA 2x2.....	XII
FIGURA 0-13: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DE LA TRIPLE ANTENA 2x2 .....	XIII
FIGURA 0-14: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DE LA ANTENA 4x4 .....	XIV
FIGURA 0-15: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DE LA ANTENA 4x4 .....	XV
FIGURA 0-16: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA INFERIOR DE LA ANTENA 8x8 .....	XVI
FIGURA 0-17: PLANO DE FABRICACIÓN DE LA PLACA SUPERIOR DE LA ANTENA 8x8 .....	XVII
FIGURA 0-18: ANALIZADOR DE REDES MS46122B-043 DE ANRITSU .....	XVIII
FIGURA 0-19: CÁMARA ANECOICA DE LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID.....	XVIII



# ÍNDICE DE TABLAS

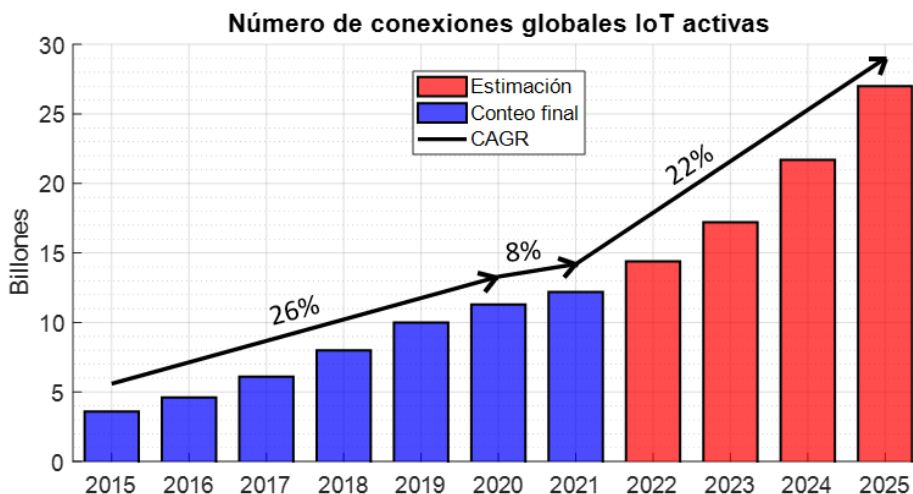
TABLA 2-1: BANDAS DE FRECUENCIA KU, K, KA Y V. ....	5
TABLA 2-2: RESUMEN DE LOS MODOS DE PROPAGACIÓN EN TECNOLOGÍA DE PLACAS PARALELAS [10] .....	11
TABLA 3-1: DISTANCIA ENTRE CENTROS DE LOS ELEMENTOS ( $p_{xi}$ , $p_{yi}$ ) DE UN <i>SUBARRAY</i> 2x2 Y ENTRE DIFERENTES <i>SUBARRAYS</i> , Y DISTANCIA ENTRE LOS BORDES DE LAS CAVIDADES ( $k_{xi}$ , $k_{yi}$ ).....	20
TABLA 3-2: DIMENSIONES DE LOS PINES UNIDAD BAJO ESTUDIO EN LA FIG 3-4. ....	22
TABLA 3-3: DIMENSIONES DE LAS CELDAS UNIDAD BAJO ESTUDIO. ....	23
TABLA 3-4: DIMENSIONES CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA <i>RGW</i> , DEL CONECTOR <i>WR28</i> Y DE LA TRANSICIÓN <i>RGW</i> A <i>WR28</i> . 26	26
TABLA 3-5: DIMENSIONES CARACTERÍSTICAS DE TRANSICIÓN A <i>WR28</i> MODIFICADA Y DEL ADAPTADOR T .....	27
TABLA 3-6: DIMENSIONES CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA <i>GGW</i> CENTRAL, Y DE LAS ADAPTACIONES EN LAS DISCONTINUIDADES T DEL DIVISOR H .....	30
TABLA 3-7: DIMENSIONES SIGNIFICATIVAS DEL <i>SUBARRAY</i> 2x2, EN [MM].....	32
TABLA 3-8: DIMENSIONES DEL DIVISOR H Y LAS NUEVAS GUÍAS UTILIZADAS EN LA ANTENA 4x4, EN [MM] .....	38
TABLA 3-9: DIMENSIONES SIGNIFICATIVAS DE LA TRANSICIÓN DE ENTRADA <i>WR28</i> A <i>GGW</i> DE LA ANTENA 8x8 FINAL, ADAPTADOR T5 Y GUÍAS NUEVAS, EN [MM].....	42
TABLA 3-10: PÉRDIDAS DE POLARIZACIÓN MÁXIMAS EN FUNCIÓN DE LA RELACIÓN AXIAL DE DOS ANTENAS. ....	44
TABLA 4-1: DIRECTIVIDAD, GANANCIA Y EFICIENCIA TOTAL DE LA ANTENA 2x2 MEDIDA A DIFERENTES FRECUENCIAS.....	53
TABLA 4-2: EFICIENCIA TOTAL DE LAS ANTENAS 2x2 DE LA TRIPLE ANTENA 2x2 MEDIDA A DIFERENTES FRECUENCIAS. ....	56
TABLA 4-3: EFICIENCIA TOTAL DE LA ANTENA 4x4 MEDIDA A DIFERENTES FRECUENCIAS. ....	59
TABLA 4-3: EFICIENCIA TOTAL DE LA ANTENA 4x4 MEDIDA A DIFERENTES FRECUENCIAS. ....	63
TABLA 0-1: MALLADO Y TIEMPOS DE SIMULACIÓN POR ITERACIÓN DE LOS DISEÑOS EN CST.....	II
TABLA 0-2: COSTE DE LOS DISEÑOS FABRICADOS EN ESTE TFM .....	XIX



# 1 Introducción

## 1.1 Motivación

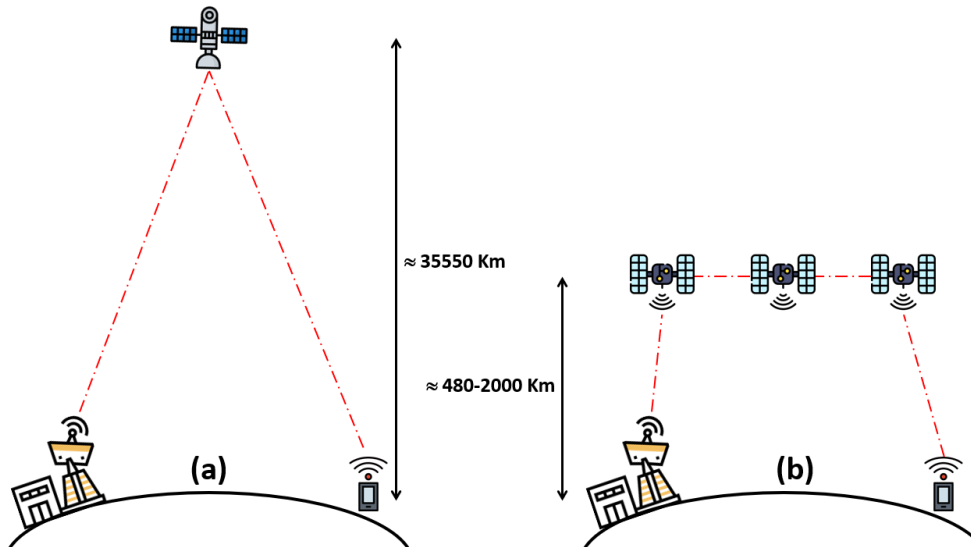
A lo largo de los últimos años, la tecnología 5G ha despertado y desarrollado una gran ambición por parte de la comunidad tecnológica, y es principalmente por dos grandes motivos: El afán por lograr tasas binarias muy elevadas, y la necesidad creciente de poner a trabajar más bandas de frecuencias para afrontar la cada vez más elevada densidad de comunicaciones. El número de dispositivos conectados al IoT (“*Internet of Things*”) ha aumentado a lo largo de la última década notablemente. Desde 2015 a 2020 se pasó de 3.6 billones de conexiones hasta 11.3, obteniendo una tasa de crecimiento anual compuesta (CAGR, “*Compound Annual Growth Rate*”) de un 22% [1]. Sin embargo, los acontecimientos sufridos en 2020 (COVID-19 y la escasez de chips en el mercado) redujo esta tasa entre 2020 y 2021 a un 8%, aumentándose las conexiones hasta 12.2 billones. Finalmente, se estima un crecimiento de un 18% para finales de 2022 (14.4 billones), y que la tasa se recupere a un 22%, llegando en 2025 a unos 27 billones de conexiones.



**Figura 1-1: Evolución del número de conexiones IoT globales hasta final de 2021 y crecimiento estimado hasta 2025 [1]**

Aunque el número de dispositivos es cada vez mayor, el espectro disponible para la tecnología 5G es amplio para poder hacer frente a esta densidad de comunicaciones. Los primeros pasos de esta tecnología se dieron en bandas medias de frecuencia (1-10 GHz), en especial en la banda de 3.3 a 3.8 GHz. Estos rangos intermedios se seleccionaron por tener un gran compromiso entre la cobertura y la capacidad de los enlaces, no obstante, el ancho de banda disponible no dejaba alcanzar toda la tasa binaria que el 5G puede alcanzar. Por otro lado, en Europa se ha priorizado la banda a 700 MHz para comunicaciones 5G de mayor alcance [2], ya que a menores frecuencias las pérdidas de propagación se reducen. A pesar de esto, se está poniendo especial atención al desarrollo del 5G en bandas altas de frecuencia, tales como 28, 38 y 60 GHz, ya que es a estas altas frecuencias donde se obtienen las tasas de transmisión más altas y las más bajas latencias [3-4], ya que aumenta la frecuencia portadora y con ello el ancho de banda absoluto. El lado negativo es que al perder alcance de enlace, estas frecuencias se han orientado más a comunicaciones interiores o entre dispositivos IoT en *hotspots* (puntos calientes), como son las grandes ciudades.

No obstante, la banda de 28 GHz (banda Ka) ha destacado frente a las otras para un objetivo en especial: Comunicaciones 5G por satélite (5G SATCOM “*Satellite Communications*”). Sin embargo, se pretende utilizar en constelaciones LEO (“*Low Earth Orbit*”, Órbita Terrestre Baja) en lugar de en los clásicos satélites GEO (“*Geosynchronous Equatorial Orbit*”, Geoestacionario). La principal ventaja que presentan los satélites LEO es su cercanía a la corteza terrestre (480-2000 Km frente a 35550 Km de los GEO), lo cual ayuda a mitigar las pérdidas de propagación a alta frecuencia. Tal y como se observa en la Fig. 1-2, la comunicación entre base y usuario, se establece con los satélites LEO más cercanos de la constelación, actuando los intermedios como *routers* de la señal. Esto hace que las constelaciones LEO presenten unas latencias muchísimo más bajas y una comunicación más robusta [5].



**Figura 1-2: (a) Esquema de comunicación por satélite GEO y (b) constelación LEO**

En frecuencias tan altas como 28 GHz, se busca obtener grandes ganancias de antena para poder mitigar las pérdidas de propagación. Por lo general, los dispositivos actuales suelen ser multicapa: Capa de elementos radiantes, capa de distribución de potencia, capa de control... Las tecnologías *Gap Waveguide* (GW) han probado ser muy útiles en estos campos, por su alta efectividad, bajas pérdidas, y en especial por su robustez ante contactos imperfectos entre capas, por la propia naturaleza de estas tecnologías. Las guías de onda convencionales, al disminuir el tamaño de la tecnología a altas frecuencias, se vuelven complejas a la hora de intentar entramar redes de distribución en paralelo en dispositivos multicapa. Además, pueden presentar fugas de campo indeseadas por problemas con los contactos entre dichas capas, ya que técnicas como la unión con tornillos se vuelven inefectivas e incluso difíciles de colocar. Por otro lado, las tecnologías impresas presentan pérdidas relativamente elevadas a estas frecuencias.

Las GW se basan en estructuras EBG (“*Electromagnetic Band Gap*”), como la cama de pines, estructura que genera una banda eliminada o *stopband* por la que no se propagan modos. La principal ventaja de estas estructuras es la robustez ante contactos imperfectos entre capas, ya que las propias capas de pines tienen un espacio o *gap* entre los mismos y la capa superior, actuando de manera muy similar a una pared metálica. Entre las tecnologías GW, destacan la *Groove Gap Waveguide* (GGW) y la *Ridge Gap Waveguide* (RGW). La GGW es similar a efectos prácticos a una guía rectangular convencional, y como comparte sus dimensiones, relativamente altas, se suelen necesitar varios niveles de distribución de potencia en antenas multicapa [6-8]. La RGW, por sus características, presenta unas

dimensiones más reducidas, y en ocasiones es posible lograr redes de alimentación en una capa [9,10].

En el grupo RFCAS se dispone de una antena de 8x8 elementos radiantes en forma de pajarita o *bowtie*, excitados con cavidades rectangulares, que logran generar polarización circular en el campo radiado, necesaria para antenas satelitales [11]. En el grupo se ha logrado alimentar mediante varias capas de alimentación con GGW [8], y mediante una única capa con RGW [10]. No obstante, esta última perdía prestaciones, por las limitaciones de espacios entre elementos y la complejidad de distribución de potencia en RGW, produciéndose grandes desadaptaciones y pérdida de banda de trabajo. Sin embargo, han surgido en los últimos años combinaciones entre RGW y GGW [12,13], que permiten exprimir al máximo las dimensiones y limitaciones disponibles para entramar redes de alimentación monocapa. La principal ventaja de lograr antenas con una capa de elementos radiantes, y sólo una capa de alimentación, es ahorrar costes de fabricación, y evitar capas extra donde se puedan producir escapes por contactos imperfectos.

## 1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este trabajo es diseñar, fabricar y caracterizar una antena candidata a aplicaciones satelitales 5G, que trabajará idealmente entre 26 y 30 GHz, cubriendo fundamentalmente la banda Ka. Esta antena presentará una capa de 8x8 elementos radiantes *bowtie* excitados con cavidad rectangular, que generan polarización circular altamente demandada para antenas satelitales. Los elementos serán alimentados uniformemente en amplitud y fase, de tal forma que se obtenga la máxima directividad a pesar de unos lóbulos secundarios más altos. La red de alimentación supondrá la mayor dificultad. Esta será monocapa, e integrará las nuevas técnicas de diseño de combinaciones entre RGW y GGW, así como cualquier cambio que sea necesario para lograr el objetivo. La entrada de la red de alimentación será mediante guía rectangular WR28.

Los principales retos que plantea este trabajo son los siguientes:

- Estudiar y entender la compatibilidad entre las guías GGW y RGW, siendo este trabajo pionero en el uso de esta técnica de diseño en el grupo RFCAS.
- Dimensionar una red de alimentación en una capa, que se ajuste a las limitaciones de espacio presentadas por la capa de elementos radiantes.
- Mejorar las prestaciones de la antena respecto a la diseñada con RGW en [10]. Esto es principalmente mejorar el ancho de banda en adaptación, logrando cubrir la banda deseada.
- Diseñar las transiciones pertinentes entre guía WR28 y red de alimentación, y entre la red y los elementos radiantes.
- Diseñar unos pines para la estructura EBG que se adapten al espacio disponible, cubran la banda.

### 1.3 Organización de la memoria

La memoria de este Trabajo de Fin de Máster se ha planteado de la siguiente manera:

- Capítulo 1: Introducción. Motivación, objetivos y organización del proyecto.
- Capítulo 2: Estado del arte. Repaso sobre todos los conceptos necesarios que se han empleado durante el desarrollo del trabajo. Entre estos se encuentran conceptos de antenas, *arrays* de antenas, guías de onda, modos de propagación, tecnologías *Ridge Waveguide* y *Gap Waveguide*, entre otros.
- Capítulo 3: Diseño y simulación. En esta sección se trata de detallar al máximo los conceptos aplicados a la hora de plantear el diseño de la antena. Para ello se han tenido en cuenta consideraciones sobre cómo es la capa de elementos radiantes, los espacios disponibles y como entramar la red de distribución. Se presenta una nueva topología de guías GW, propuesta en este proyecto. Por otro lado, se plantean circuitos previos donde se intenta exprimir al máximo la capacidad de adaptación y distribución de potencia. Por último, se plantean los diseños de antena, donde se va escalando de una antena 2x2 a una antena 8x8 final, con el fin de estudiar cómo evolucionan los parámetros obtenidos.
- Capítulo 4: Integración, pruebas y resultados. Se detallan las diferencias entre los modelos y resultados de la sección de diseño, con los resultados obtenidos mediante las medidas realizadas. De este capítulo se pueden obtener conclusiones sobre los diseños y su alcance real.
- Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro. Se recapitulan aquellos puntos fundamentales tratados durante la realización del trabajo. Por último, se plantean una serie de acciones y líneas de trabajo que se quedan abiertas tras la finalización del proyecto.



## 2 Estado del arte

---

### 2.1 Conceptos básicos de antenas

#### 2.1.1 Definición de antena

Una antena es un dispositivo (normalmente conductor metálico), que tiene como objetivo transmitir y/o recibir ondas electromagnéticas, definido de forma similar en el IEEE (“*Institute of Electrical and Electronic Engineering*”). Otra forma de definir a estas, es una estructura de transición entre el espacio libre y un dispositivo que actúa como guía de las ondas de señal [14]. Hay multitud de tecnologías para las guías, como cable coaxial, guías de onda o tecnología impresa como *Microstrip*, y estas se usan para transportar la energía electromagnética de una fuente transmisora hasta la antena, o desde la antena hasta un receptor. Las antenas se diseñan con el objetivo de tener una correcta adaptación entre la guía y la misma, cubrir y trabajar en un ancho de banda determinado con una frecuencia central, con una polarización específica, ganancia, y otros aspectos importantes.

#### Bandas de frecuencia

El espectro electromagnético se encuentra dividido en diferentes intervalos de frecuencia, denominados bandas de frecuencia. Para telecomunicaciones, se suelen usar en especial rangos desde 300 KHz hasta 300 GHz, cuyo uso está regulado por el Instituto Internacional de Telecomunicaciones, variando según el lugar. A lo largo de estas bandas se distribuyen los diferentes servicios de radiocomunicaciones, como son la telefonía móvil, la radio AM/FM y televisión, entre otros. A medida que la banda cubre unas frecuencias mayores, la longitud de onda es menor, y las tecnologías empleadas tendrán un menor tamaño. Las antenas satelitales 5G, como la de este TFM, trabajan en la banda Ka, en este caso con frecuencia central de trabajo 28GHz y llegando a cubrir una pequeña parte de la banda K. No obstante, los resultados de este trabajo podrían trasladarse a frecuencias más altas, como 38 o 60 GHz (bandas Ka alta y V, respectivamente).

Banda	Rango de frecuencias	Longitud de onda
Ku	12 – 18 GHz	2.5 – 1.66 cm
K	18- 27 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	27 – 40 GHz	11.1 – 7.5 mm
V	40 – 75 GHz	7.5 – 4 mm

Tabla 2-1: Bandas de frecuencia Ku, K, Ka y V.

#### 2.1.2 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena es la representación gráfica (3D, 2D, o 1D polar o cartesianas) de sus propiedades de radiación en función de las coordenadas espaciales esféricas  $\theta$  y  $\phi$ . Por lo general, en el sistema tridimensional, las antenas se sitúan a lo largo y ancho del plano XY, apuntando en la dirección del vector unitario del eje z. De esta forma, las coordenadas esféricas se definen como elevación,  $\theta$ , y azimut,  $\phi$ . Lo más común es representar el diagrama de radiación en los cortes de  $\phi = 0^\circ$  (plano H) y  $\phi = 90^\circ$  (plano E), en cartesianas o polares. Por lo general, los aspectos más importantes de estos diagramas son:

- **Lóbulo principal:** Es la dirección de máxima radiación. En torno a este existen dos parámetros, el ancho de haz donde el nivel de este cae a la mitad (ancho de haz a -3dB,  $\Delta\theta_{-3dB}$ ), o el ancho de haz donde se encuentra un mínimo de radiación o nulo ( $\Delta\theta_n$ ).
- **Lóbulos secundarios:** El nivel de estos determinará un parámetro vital que es la SLL (“*Side Lobe Level*”). Este es la relación de potencia entre el lóbulo principal y el más grande de los secundarios. Por lo general, se busca que sea lo más pequeño posible, para evitar interferencias.

### 2.1.3 Directividad y ganancia

Las antenas tienen una intensidad de radiación  $U(\theta, \phi)$ , cuya unidad es potencia por unidad de ángulo sólido. Cuando esta se compara con la intensidad que tendría una antena que radia en todas las direcciones (isotrópica)  $U_0$ , se obtiene la directividad de la antena. Suponiendo condiciones de campo lejano, la directividad se obtiene mediante la fórmula

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}}, \quad (2.1)$$

donde  $P_{rad}$  es la potencia radiada por la antena isotrópica. Por otro lado, pero relacionado con la directividad está la ganancia. Esta, en vez de potencia radiada, se tiene en cuenta el cociente si la antena isotrópica aceptase la misma potencia de entrada que la antena bajo estudio ( $P_{ent}$ , potencia entregada por el generador a la antena):

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.2)$$

Esta ganancia tiene en cuenta pérdidas de potencia por la imperfección de los metales o sustratos dieléctricos utilizados, pero no valora pérdidas por desadaptación entre la guía y la antena. Con esta ganancia se puede obtener la eficiencia de radiación de la antena, relacionando las potencias entregada y radiada:

$$P_{ent} = \frac{P_{rad}}{\xi_{rad}} \rightarrow G(\theta, \phi) = \xi_{rad} D(\theta, \phi) \quad (2.3)$$

Las eficiencias más altas las obtienen dipolos y bocinas, que están en torno al 90%, parches alrededor de un 80%, y reflectores en torno a un 65%.

### 2.1.4 Polarización

La figura trazada por el extremo del vector de campo radiado en función del tiempo, para una dirección fija, y su sentido de giro (vista por un observador desde la antena), es lo que se denomina polarización.

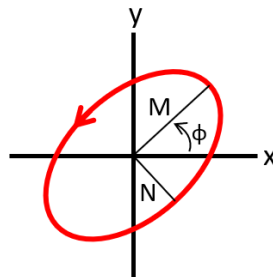


Figura 2-1: Elipse de polarización genérica

Por lo general, la figura que genera la polarización es una elipse. Esta elipse permite calcular una propiedad fundamental de las antenas, la relación axial o *axial ratio*. Esta se define como el cociente entre el eje mayor y menor de la elipse:

$$AR = \frac{M}{N}, \quad 1 < AR < \infty \quad (2.4)$$

El campo que se obtiene a la polarización deseada se denomina copolar, mientras que en la dirección opuesta, es la componente contrapolar. Idealmente, existen dos polarizaciones:

- Polarización lineal: La elipse de polarización se asemeja a una recta ( $AR \rightarrow \infty$ ). Cuando la recta está en el eje  $\phi = 0^\circ$ , se dice que es una antena con polarización lineal en el plano E (contrapolar en el plano H,  $\phi = 90^\circ$ ), y cuando está en el eje  $\phi = 90^\circ$ , lineal en plano H (contrapolar en plano E,  $\phi = 0^\circ$ ). La relación axial de una polarización lineal pura ideal es de 40 dB.
- Polarización circular: La elipse de polarización se aproxima a una circunferencia ( $AR \approx 1$ ). Dependiendo de la dirección del giro, es a izquierdas (LHCP, “*Left Handed Circular Polarization*”) o a derechas (RHCP, “*Right Handed Circular Polarization*”), siendo la componente contrapolar la dirección opuesta. La relación axial para considerarse polarización circular es menor a 3dB, siendo 0dB lo ideal.

### 2.1.5 Arrays de antenas

Un *array* de antenas es una agrupación de dos o más elementos radiantes iguales que se unen para generar una antena con sus propias características. Los elementos se pueden disponer de 3 formas principales para formar distintos tipos de *array*:

- Array lineal: Los elementos se disponen a lo largo de un eje. Permiten apuntar el *array* en una dirección.
- Array bidimensional: Los elementos se disponen a largo y ancho de un plano. Se puede contemplar como una agrupación de *arrays* lineales. Permiten apuntar en dos direcciones.
- Array conformado: Los elementos se disponen sobre distintas geometrías, como esferas, cilindros, etc...

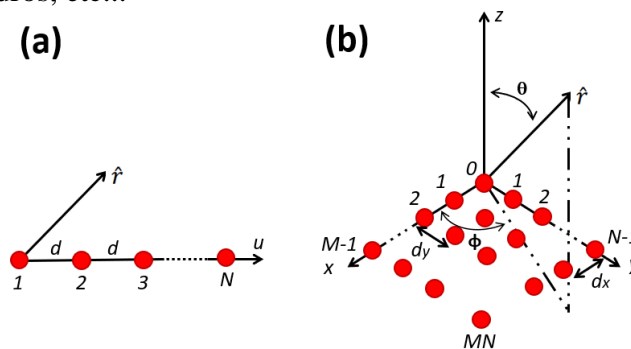


Figura 2-2: (a) Array lineal y (b) array bidimensional

El campo eléctrico radiado por un *array* de antenas es la suma de los campos radiados de cada uno de los elementos

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n}, \quad (2.5)$$

donde  $A_n$  es el coeficiente de alimentación normalizado,  $k_0$  es el número de onda en la frecuencia de trabajo,  $\hat{r}$  es el vector unitario de posición de cada punto del espacio, y  $\vec{r}_n$  es el vector posición al centro de cada elemento del *array*.  $\vec{E}_0(r, \theta, \phi)$  es el campo radiado del elemento unitario de la agrupación, por lo que lógicamente, el comportamiento global del *array* depende directamente del diseño del elemento unitario. Gracias a esta expresión, obtenemos el factor de *array*, expresión que nos permite estimar el comportamiento de una agrupación de antenas:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.6)$$

Suponiendo un *array* lineal como el de la Fig 2-1, de N elementos equiespaciados una distancia  $d$  a lo largo del eje  $u$  (x,y o z) la expresión 2.6 se convierte en

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \cdot e^{(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha_n)} \quad (2.7)$$

$a_n$  es el módulo del coeficiente de alimentación normalizado de la antena n-ésima, y  $\alpha_n$  es la fase de cada elemento. Por lo general, esta fase es progresiva entre elementos, con el objetivo de apuntar a un ángulo  $\theta$ , que se forma con el vector de posición del punto a analizar y el eje del *array*. Gracias al factor de *array* se pueden estimar propiedades como la SLL, posición de los nulos, anchos de haz... Por otro lado, si un *array* tiene una separación entre elementos  $d > \lambda_0/2$ , donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío, es posible que aparezcan replicas del lóbulo principal o *grating lobes*, radiaciones muy elevadas a otros ángulos diferentes al de apuntamiento, pudiendo ocasionar interferencias. Si  $d > \lambda$ , estos aparecerán.

El factor de *array* se ve influido principalmente por el *tapering* o ley de alimentación, es decir, de qué forma se alimentan en amplitud y fase los elementos. obstante, el FA no se ve afectado por los campos que se cuelan entre los elementos, por lo que, en la práctica, el diagrama de radiación de la agrupación se verá afectada en mayor o menor medida en función de este acoplo mutuo.

## 2.2 Redes de alimentación

Para el correcto funcionamiento de los *arrays* de antenas, hay que prestar especial atención al modo en que se alimenta cada uno de los elementos. La alimentación de los elementos sirve para manejar las propiedades de radiación del *array* (lóbulo principal, apuntamiento y directividad, SLL...)

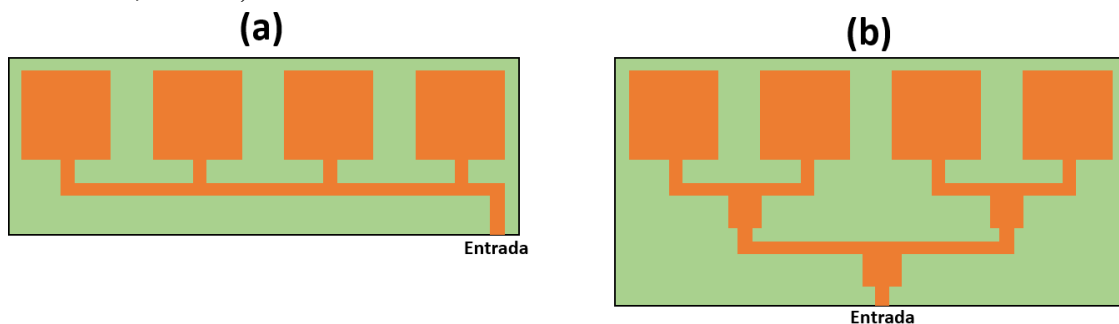


Figura 2-3: (a) *Array* 4x1 de parches con red de alimentación en serie y (b) en paralelo

Existen dos maneras típicas de redes de alimentación:

- Alimentación en serie: La alimentación en serie es útil a la hora de crear un *array* con un apuntamiento determinado, ya que el desfase entre elementos es algo intrínseco de la red. A pesar de obtener anchos de banda en adaptación grandes, su ancho de trabajo es muy reducido. Esto se debe a que a frecuencias diferentes a la de diseño, el apuntamiento varía mucho, ya que el desfase progresivo va ligado a esta. La ventaja principal de este tipo de redes, es su tamaño reducido.
- Alimentación en paralelo: Este tipo de redes no sufre de desapuntamiento, ya que al cambiar la frecuencia, afecta a todos los elementos por igual. No obstante, las uniones se han de adaptar correctamente, y los tamaños de las redes aumentan significativamente. Esto puede llevar a necesitar distancias entre elementos mayores, ya que se corre el peligro de obtener *grating lobes*.

### 2.3 Parámetros de dispersión (Parámetros S)

En los circuitos de radiofrecuencia, aquellos medios de transmisión que no siguen un modo TEM (p.ej. guías de onda rectangulares) presentan una gran dificultad a la hora de definir y medir impedancias, voltajes y corrientes [15]. A medida que se aumenta en frecuencia, la dificultad aumenta, y estos parámetros circuitales se vuelven prácticamente una abstracción. Los parámetros S (“*Scattering Parameters*”) entran en juego para solventar este problema, ya que sirven a cualquier frecuencia y no necesitan ningún otro tipo de requisito.

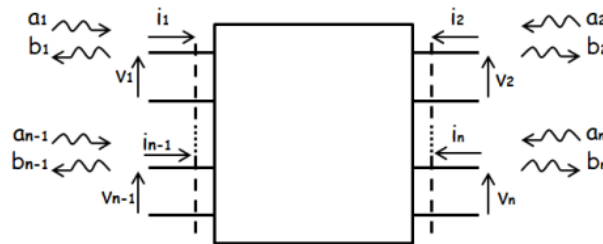


Figura 2-4: Ondas reflejadas e incidentes en una red genérica de n puertas

Estos parámetros se basan en los niveles de potencia que se detectan en los terminales de las puertas según las ondas de tensión incidente ( $a_i$ ) y reflejada ( $b_i$ ). Estas ondas se calculan como

$$a_i = \frac{v_k + Z_{0k} i_k}{\sqrt{8Re[Z_{0k}]}} , \quad b_i = \frac{v_k - Z_{0k}^* i_k}{\sqrt{8Re[Z_{0k}]}} , \quad (2.8)$$

donde  $v_k$ ,  $i_k$ , y  $Z_{0k}$  son el voltaje, corriente, e impedancia de referencia de entrada en la puerta k. Estas ondas quedan relacionadas dentro de la matriz de parámetros S de una red de n puertas:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ x \\ x \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & x & x & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ x & x & x & x & x \\ S_{n1} & x & x & x & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ x \\ x \\ b_n \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

De esta matriz se obtienen los valores de los parámetros S:

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad (2.10)$$

Para lograr unas ondas incidentes  $a_k = 0$ ,  $k \neq i$  nulas, se ha de cargar cada una de las puertas con una impedancia igual a su impedancia de referencia. Con la fórmula 2.10 obtenemos dos significados fundamentales de estos parámetros:

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

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

Estos significados dan nombre a los parámetros S. Los parámetros  $S_{ji}$  son los coeficientes de transmisión: Indica como se transmite la potencia de una puerta a otras, y permite detectar pérdidas de potencia, ya sea por desadaptación, materiales, escapes, rizado, u otra razón (pérdidas de inserción). Por otro lado, los parámetros  $S_{ii}$  son los coeficientes de reflexión: Indican como de bien adaptada está la puerta, es decir, que cantidad de potencia se refleja (pérdidas de retorno).

### 2.3.1 Coeficiente de reflexión y de adaptación

El coeficiente de reflexión de un circuito, aparte de poderse calcular con parámetros S, se puede definir como

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}, \quad (2.11)$$

donde  $Z_A$  es la impedancia de entrada del medio y  $Z_0$  es su impedancia característica. Este parámetro nos permite estimar que onda reflejada va a haber en el circuito. No obstante, no es lo mismo que el coeficiente de adaptación a la entrada

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g}, \quad (2.12)$$

donde  $Z_g$  es la impedancia del generador. El coeficiente de adaptación expone la cantidad de potencia que se refleja del generador. Es de vital importancia, ya que si  $\Gamma_A = 0$ , significa que el circuito está perfectamente adaptado, y por tanto hay máxima transferencia de potencia.

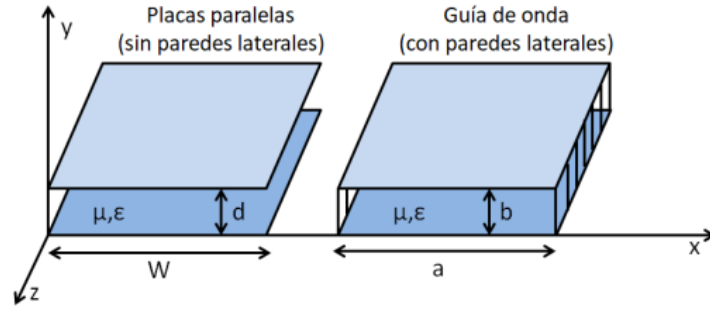
## 2.4 Medios de transmisión: Modos de propagación

Los medios de transmisión presentan diferentes modos por los que una onda electromagnética puede propagarse, llamados modos de propagación. Se pueden clasificar según sus componentes vectoriales de los campos eléctrico (E) y magnético (H), gracias a las ecuaciones de Maxwell [15]. Estos son:

- Modo Transversal Electromagnético (TEM): Los campos E y H no presentan ninguna componente longitudinal.
- Modos Transversales Eléctricos (TE): El campo E no tiene componente longitudinal.
- Modos Transversales Magnéticos (TM): El campo H no tiene componente longitudinal.
- Modos híbridos: Campos E y H tienen componente longitudinal.

Los modos TE y TM son típicos en guías de onda, como la rectangular. El modo TEM es puro en los cables coaxiales y en la línea impresa *stripline*, ya que hay un único dieléctrico entre dos conductores. La *microstrip* presenta un modo muy parecido a un TEM, clasificado como quasi-TEM (presenta una cantidad muy reducida de componente longitudinal de campo E). Los modos híbridos se presentan en tecnologías como la fibra óptica.

A pesar de ser tecnologías diferentes, las líneas impresas, como *microstrip* y *stripline*, se pueden denominar como tecnologías de placas paralelas, y guardan ciertas similitudes con una guía rectangular. Las guías rectangulares son placas paralelas, pero con paredes que cierran la estructura.



**Figura 2-5: Similitud entre placas paralelas (izquierda) y guía de onda (derecha) [10]**

Parámetro	Símbolo	Modo TEM	Modo $TM_n$	Modo $TE_n$
Constante de propagación de una onda plana en el dieléctrico ( $\mu\epsilon$ )	$k$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$
Número de onda	$k_c$	0	$n\pi/d$	$n\pi/d$
Constante de propagación	$\beta$	$k$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
Longitud de onda a la frecuencia de corte	$\lambda_c$	$\infty$	$\frac{2\pi}{k_c} = \frac{2d}{n}$	$\frac{2\pi}{k_c} = \frac{2d}{n}$
Longitud de onda de un modo concreto	$\lambda_g$	$\frac{2\pi}{k}$	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
Impedancia	$Z$	$Z_{TEM} = \eta d/W$	$Z_{TM} = \eta\beta/k$	$Z_{TE} = \eta k/\beta$

**Tabla 2-2: Resumen de los modos de propagación en tecnología de placas paralelas [10]**

La principal ventaja de las tecnologías de placas paralelas es la sencillez con la que se puede modelar la impedancia de esta con la anchura de la pista  $W$ . La separación entre guías no suele modificarse, ya que, al estar implementadas en circuitos integrados, suele ser constante en todo momento. En las guías de onda, al estar cerradas, se propagan modos en un sentido y otro, y se pueden propagar más de un modo en una frecuencia determinada. Las guías de onda, en lugar de separación  $d$  tienen altura  $b$ , y en lugar de ancho de pista  $W$  tienen anchura  $a$ . Con esto, se puede calcular el número de onda:

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.13)$$

Este número es fundamental para definir y calcular la frecuencia de corte  $f_{c_{mn}}$  del modo  $TE_{mn}$  o  $TM_{mn}$

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2.14)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el medio, que por lo general, es aire, y  $c = c_0 = 3 \cdot 10^8$  [m/s]. Se puede calcular también la longitud de onda de cada modo, donde la longitud de onda del medio  $\lambda$ , en el vacío es  $\lambda_0 = c_0 / f_0$ , siendo  $f_0$  la frecuencia central de diseño:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.15)$$

Según se diseñe la guía, se puede propagar un modo, o varios a la vez. Un parámetro de vital importancia es el ancho de banda monomodo, aquel en el cual se propaga un único modo, como indica su nombre. Para que exista propagación en la guía del modo deseado,  $f_{c_{mn}} < f_0$ . Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga por la guía, y modos superiores a los siguientes.

## 2.5 Tecnología Ridge Waveguide

La tecnología *Ridge Waveguide* (RW) consiste en guías de onda idénticas a las guías rectangulares, con la peculiaridad de tener uno o más *ridges* (listones) en su interior (existen excepciones, como RW cilíndricas). Estos *ridges* se pueden disponer en cualquier posición. Lo más común es uno en la parte inferior (RW simple), o dos, este y otro en la parte superior (RW doble).

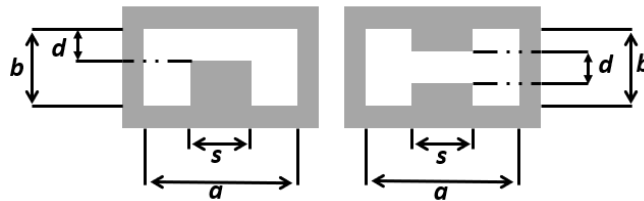


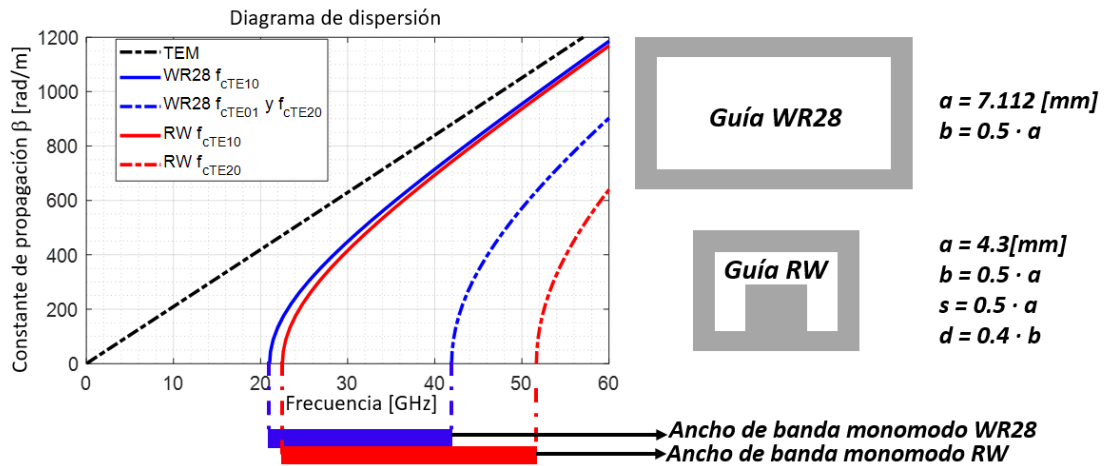
Figura 2-6: Arquitecturas RW más comunes y sus dimensiones. RW simple (izquierda) y doble (derecha).

### 2.5.1 Modos de propagación

En una guía de onda rectangular, cuya anchura  $a$  es mayor que  $b$ , el modo de propagación fundamental es un  $TE_{10}$ , y esto sucede de la misma manera en una RW simple con el listón en la placa inferior o superior. Esto significa una polarización vertical de la guía (plano H). Por otro lado, en la guía rectangular, si  $b > a$  significa que el modo fundamental es el  $TE_{01}$ , cosa que no necesariamente sucede en una RW. En las guías RW, para que su modo fundamental sea  $TE_{01}$ , se tendría que colocar el *ridge* en las paredes laterales, de tal forma que la polarización de la guía es horizontal (plano E). Esto permite mantener la polarización en guías mucho más estrechas (incluso con  $a < b$ ), dotando a este tipo de guías de una mayor versatilidad.

Una de las grandes ventajas de las guías RW, y relacionado con este fenómeno, es que a pesar de poder rebajar la anchura de la guía y no perder la polarización de la misma, se obtiene un ancho de banda monomodo mucho mayor que en su análogo en guía rectangular, tal y como se ve en la Fig 2-7.





**Figura 2-7: Comparativa entre las frecuencias de corte y los anchos de banda monomodo de una guía rectangular WR28 y una RW con menores dimensiones**

Tal y como se aprecia en la Fig 2-7, a partir de una determinada frecuencia, los modos fundamentales de las guías actúan de manera similar a un TEM. Gracias al *ridge* propio de la RW, se puede dimensionar este para cambiar la impedancia característica de la guía, tal y como se haría con la anchura de la pista de una línea *microstrip*. En la Fig 2-8 se puede apreciar como el campo eléctrico de una RW y una *microstrip* son muy similares. Esto es muy útil a la hora de adaptar impedancias en divisores de potencia RW o entre diferentes guías, ya que se puede lograr de manera sencilla mediante cambios de la anchura del listón, *s*, e incluso de cambios en la altura de este, *d*.



**Figura 2-8: Campo eléctrico en una guía RW (izquierda) y una *microstrip* (derecha)**

### 2.5.2 Frecuencia de corte del modo fundamental

El conocimiento de la frecuencia de corte de la guía a utilizar en un circuito de radiofrecuencia es importante a la hora de realizar un diseño para garantizar la propagación del campo. Esta frecuencia de corte del modo fundamental a de ser menor que la frecuencia central de trabajo. Para los modos  $TE_{n0}$ , y RW simples o dobles, se sigue la aproximación TRM (“*Transverse Resonance Method*”). Esta sirve para obtener una aproximación al espacio de corte del modo fundamental ( $a/\lambda_{cTE_{10}}$ ) [16]. La primera condición es

$$-\cot(\theta_1) + \left(\frac{Y_{02}}{Y_{01}}\right) \tan(\theta_2) + \frac{B}{Y_{01}} = 0 \quad (2.16)$$

donde las admitancias que introducen la/s discontinuidad/es en la guía (*ridge/s*) son

$$Y_{01} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{b}\right) \quad (2.17a) \quad Y_{02} = \frac{k_c}{\omega\mu_0} \left(\frac{1}{d}\right) \quad (2.17b)$$

$k_c$  es el número de onda del modo y viene dado en la fórmula (2.7).  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son las secciones parciales y se definen como:

$$\theta_1 = \frac{\pi(a-s)}{\lambda_{cTE_{10}}} = \pi \left(1 - \frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE_{10}}}\right) \quad (2.18a) \quad \theta_2 = \frac{\pi s}{\lambda_{cTE_{10}}} = \pi \left(\frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE_{10}}}\right) \quad (2.18b)$$

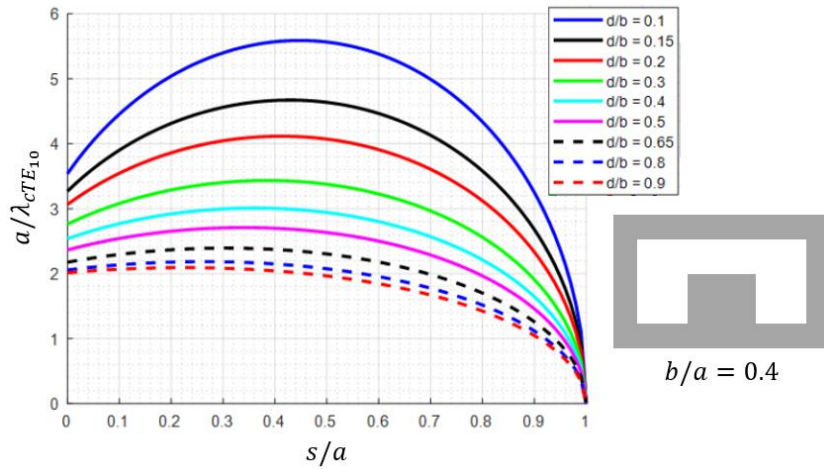
El valor  $B/Y_{01}$  es el salto de la discontinuidad que supone/n el/los liston/es a cada lado de la guía. Este valor se aproxima a la siguiente fórmula:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx n \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_{cTE_{10}}}\right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b}\right) \quad (2.19)$$

En la fórmula previa,  $n = 2$  para RW dobles y  $n = 4$  para RW simples. Con todas estas consideraciones, se puede obtener una fórmula aproximada del espacio de corte, que es la siguiente:

$$\frac{a}{\lambda_{cTE_{10}}} = \frac{a}{2(a-s)} \left[ 1 + \frac{\pi}{4} \left( 1 + 0.2 \sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left( \frac{nb}{2(a-s)} \right) \ln \operatorname{cosec} \left( \frac{\pi d}{2b} \right) + \left( 2.45 + 0.2 \frac{s}{a} \right) \left( \frac{sb}{d(a-s)} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

De esta manera, con el espacio de corte despejamos la longitud de onda del modo,  $\lambda_{cTE_{10}}$ , y con esta, la frecuencia de corte de la guía bajo estudio  $f_{cTE_{10}}$ . Otra manera de obtener dicho resultado, es despejar la condición (2.16) mediante iteración.



**Figura 2-9: Evolución del espacio de corte (fórmula 2.20) de una guía RW en función de las relaciones  $d/b$  y  $s/a$ , con  $b/a = 0.4$  [10]**

El estudio de dichas fórmulas se repasa en [10] y se ve en la Fig 2-9. Se observa un comportamiento que no es similar a las guías convencionales. La longitud de onda de modo fundamental no varía de forma lineal, obteniendo los valores más bajos cuando  $0.4 < s/a < 0.6$ , dando como resultado las frecuencias de corte más altas en dicho rango. Por otro lado, la frecuencia varía más en función de  $s/a$  cuanto más bajo en  $d/b$ . Estas aproximaciones se han probado más certeras cuando  $a > b$ . Los modos superiores no se obtienen de forma trivial, y se suelen basar en la experimentación e iteración.

### 2.5.3 Impedancia característica

En guías de onda, cuando se habla de impedancia se suele referir a la impedancia de onda, la impedancia característica del modo, es decir  $Z_{TE}$ . En guías RW se podría referir a esta de la misma manera, ya que también se propaga un modo TE. Esta impedancia no es muy informativa ni útil a la hora de estimar las dimensiones teóricas de transformadores de impedancias, adaptadores o divisores de potencia entre tramos de diferente tamaño, ya que son valores muy elevados y que varían muy levemente.

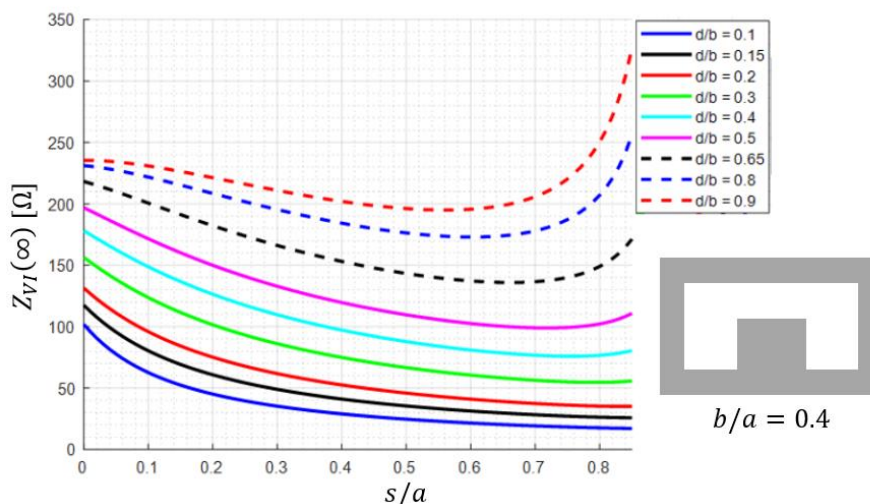
Las guías RW tienen la ventaja de poderse aproximar a un modo quasi-TEM (apartado 2.5.1), y gracias al listón o *ridge* del que disponen, actúan de manera similar a una *microstrip*. De esta forma, se pueden dimensionar de manera sencilla tramos de adaptación de impedancias. Además, existe una aproximación, entre otras, de la impedancia característica (diferente a  $Z_{TE}$ ) que se basa en un fundamento básico de voltaje entre corriente [16]. Esta consiste en primer lugar en calcular una impedancia a una frecuencia “infinita” (Hoefer and Burton, 1982), es decir, muy elevada:

$$Z_{VI}(\infty) = \frac{\pi\eta_0}{\sin(\theta_2) + \left(\frac{d}{b}\right) \left[ \frac{B}{Y_{01}} + \tan\left(\frac{\theta_2}{2}\right) \right]} \frac{b}{a} \frac{d}{b} \frac{a}{\lambda_{cTE_{10}}} \quad (2.21)$$

donde  $\eta_0$  es la impedancia de onda en el vacío, aproximadamente  $120\pi$ . Esta impedancia “en el infinito” se reescala a la frecuencia deseada, de la siguiente forma:

$$Z_{VI}(f) = Z_{VI}(\infty) \frac{\lambda_{gmn}}{\lambda_0} \quad (2.22)$$

donde  $\lambda_0$  es la longitud de onda en el vacío a la frecuencia central de diseño  $f_0$ , y  $\lambda_{gmn}$  es la longitud de onda del modo que se propaga, es decir,  $\lambda_{cTE_{10}}$ .



**Figura 2-10: Evolución la impedancia característica “en el infinito” (fórmula 2.21) de una guía RW en función de las relaciones  $d/b$  y  $s/a$ , con  $b/a = 0.4$  [10]**

Este estudio también fue realizado en [10] y se sacaron algunas conclusiones. Teniendo en cuenta que son aproximaciones, la impedancia tiene cierta similitud a valores típicos en *microstrip* (en torno a  $50\Omega$ ), cuanto más alto es el listón o *ridge* (más bajo es  $d/b$ ), básicamente porque el campo se parece más al de la línea impresa. Al ir bajando el *ridge*, los

valores son más elevados y parecidos a la impedancia de onda de un modo TE, al ser más similar a una guía de onda rectangular. Por otro lado, al aumentar el ancho del *ridge* mucho ( $s/a > 0.75$ ), la impedancia se eleva exageradamente, probablemente por el efecto de los campos con las paredes laterales de la RW. A modo de conclusión, suelen interesar valores de  $d/b$  pequeños, cuyo rango es más útil a la hora de adaptar impedancias de diferentes tramos y tamaños de guía.

## 2.6 Tecnologías Gap Waveguide

A medida que se han ido aumentando las frecuencias de trabajo de los dispositivos de radiofrecuencia, estos han ido disminuyendo sus dimensiones. Las guías de onda convencionales han ido sufriendo más este efecto, en especial en circuitos multicapa. Sencillamente, se hace muy costoso elaborar redes de distribución complejas por sus dimensiones, y en especial, asegurar los contactos perfectos entre capas y paredes, que si no lo son, pueden ocasionar muchas pérdidas.

En este contexto surgen las tecnologías *Gap Waveguide* (GW), tecnologías que hacen uso de un determinado tipo de estructuras que sustituyen a las paredes laterales típicas de las guías de onda convencionales.

### 2.6.1 Estructuras EBG. Concepto de PEC sobre PMC

Las estructuras *Electromagnetic Band Gap* (EBG), tal y como indica su nombre, son aquel tipo de estructura que genera una *stopband* o banda eliminada por la que no se propaga ningún modo electromagnético. Las guías GW se aprovechan de este fenómeno, ya que dichas estructuras a efectos prácticos funcionan de manera similar a la pared metálica de una guía de onda convencional.

Estas estructuras se basan en el concepto de PEC (“*Perfect Electric Conductor*”) sobre PMC (“*Perfect Magnetic Conductor*”), presente en tecnologías de placas paralelas [17]. Este concepto dicta que, si la distancia o *gap* entre una placa PEC que está sobre una PMC es menor a  $\lambda/4$  no se propagará ningún modo, ya que todos estarán en corte de acuerdo a las condiciones de contorno. Tal y como se ve en la Fig 2-11, aprovechando este concepto se podría confinar una guía de onda, con una placa PEC superior, y otra inferior entre dos PMC.

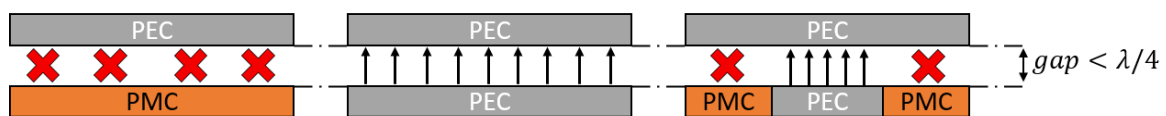


Figura 2-11: Concepto de PEC sobre PMC

El principal problema de este concepto viene dado por los materiales empleados. Básicamente, se pueden encontrar materiales en la naturaleza que funcionan prácticamente como una estructura PEC, pero no existen materiales que actúen como un PMC. Por ello se recurre a estructuras que actúen como un PMC, denominadas AMC (“*Artificial Magnetic Conductor*”), basadas en metamateriales [17] generando así las estructuras EBG.

La estructura EBG más común es la cama de pines, por su sencillez y versatilidad. Cada pin se denomina celda unidad, y la frecuencia inferior de la *stopband* que genera viene dada principalmente por la altura de este

$$d_p = \lambda_0/4 \quad (2.23)$$

y a partir de ahí varía más levemente con la anchura del pin,  $w$ , y la separación entre ellos,  $p$ . Gracias a la cama de pines, las tecnologías GW no necesitan una pared metálica lateral, ni asegurar un contacto perfecto entre sus capas, dotando a los circuitos de alta frecuencia de mayor versatilidad y adaptabilidad. En múltiples ocasiones, se hacen uso de pines en con diferentes separaciones, anchuras, e incluso formas, logrando entamar redes complejas.

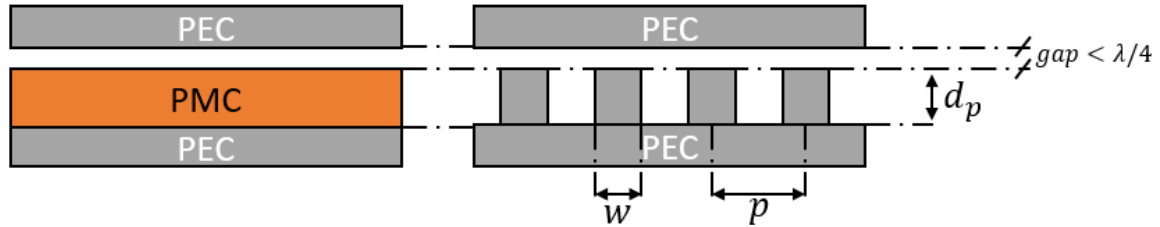


Figura 2-12: Cama de pines. Dimensiones características y concepto

## 2.6.2 Tipos de guía Gap Waveguide

Según las necesidades del circuito de radiofrecuencia (ya sean dimensiones más limitantes, una polarización deseada, u otro motivo), se puede hacer uso de diferentes tipos de guías GW. Cada una de ellas tiene un comportamiento similar a su tecnología análoga/base.

### 2.6.2.1 Groove Gap Waveguide (GGW)

Es la versión en tecnología GW de la guía de onda rectangular. La propagación del campo eléctrico se produce entre el espacio que dejan dos camas de pines laterales. Al igual que una guía rectangular, permite la propagación de modos TE y TM, y la frecuencia de corte se calcula con la fórmula 2.14.

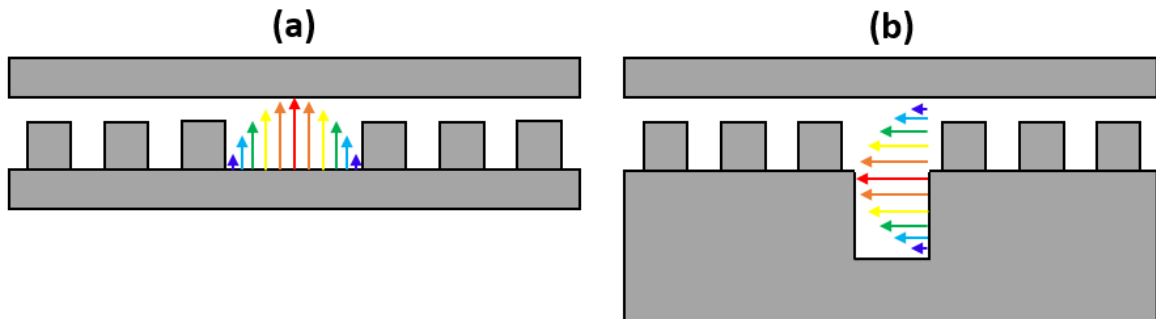


Figura 2-13: (a) Guías GGW con polarización vertical plano H y (b) horizontal plano E

Tal y como se aprecia en la Fig 2-13, se puede polarizar como una guía de onda rectangular, en función de su anchura y altura. Si la guía es más ancha que alta, tenemos un modo  $TE_{10}$  como modo fundamental, pero si es al contrario, se propaga un  $TE_{01}$ , cambiando la polarización. En estudios recientes [12,13] se ha usado este tipo de guía GGW en plano E, con el objetivo de entamar redes con unas dimensiones más limitantes que no pueden ocupar espacios tan anchos, con el coste de obtener una red con un perfil ligeramente más alto. También se ha enfocado con un uso de ajuste de fase entre diferentes tramos de redes de alimentación.

### 2.6.2.2 Ridge Gap Waveguide (RGW)

La guía RGW se rige por el comportamiento de su análogo en guía de onda cerrada, vista en el apartado 2.5, la tecnología *Ridge Waveguide*. Tal y como sucede con la RW, la RGW tiene ventajas sobre la GGW, en especial un tamaño más reducido para la misma banda de trabajo, y una mejor capacidad de adaptación en divisores de potencia o transformadores de impedancias, gracias al fácil dimensionado del listón o *ridge*.

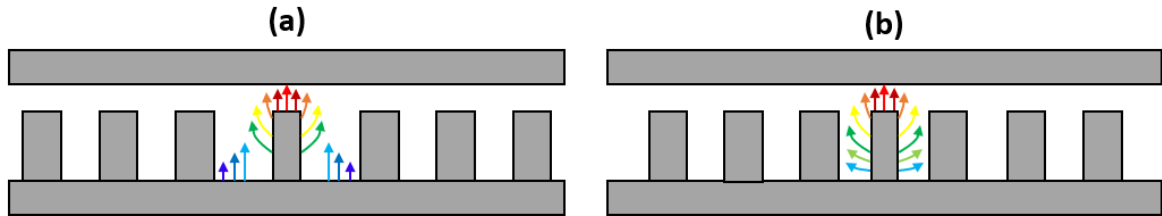


Figura 2-14: (a) Guías RGW con polarización vertical plano H con  $a > b$  y (b) con  $a < b$

En la Fig 2-14 se puede apreciar un fenómeno del cual se ha hablado previamente en el apartado 2.5.1, y es que a pesar de reducir el ancho de las guías RGW hasta el punto de ser menores que su altura, la polarización se mantiene, y el modo fundamental sigue siendo un modo  $TE_{10}$  (el cual puede aproximarse a un quasi-TEM). El lado negativo, es que el campo, el cual se concentra principalmente entre la placa superior y el listón, al estar tan cerca de los pines, se fuga ligeramente hacia estos, perdiendo algo de pureza de polarización.

Se ha probado que las guías RGW y las GGW tienen una gran sinergia entre ellas, pudiendo entramar redes que hacen uso combinado de las dos [12,13]. En especial, si se unen guías RGW estrechas, con GGW en plano E, se pueden entramar redes complejas que estén muy limitadas en dimensiones. Por otro lado, cabe destacar que no se suelen emplear guías RGW en plano E. Esto implicaría colocar el listón en la pared lateral, y por razones de simetría en las redes, y por técnicas de fabricación, resulta inviable.

### 2.6.2.3 Microstrip Gap Waveguide (MGW)

La MGW funciona de manera similar a una *microstrip*, con la peculiaridad de que el sustrato está colocado sobre la estructura EBG o cama de pines. De esta manera, se obliga al campo a propagarse entre la tira *microstrip* y la placa superior. El modo que se propaga, como es típico de este tipo de guía, es quasi-TEM, y es fácil de dimensionar y adaptar diferentes tramos. Por otro lado, su fabricación es sencilla, ya que se puede diseñar y construir el circuito impreso por un lado, y la cama de pines por otro, y posteriormente unirse. La principal desventaja respecto a una RGW, es que presenta más pérdidas, por la propia naturaleza de los circuitos impresos.

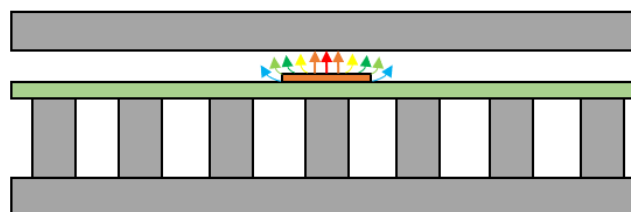


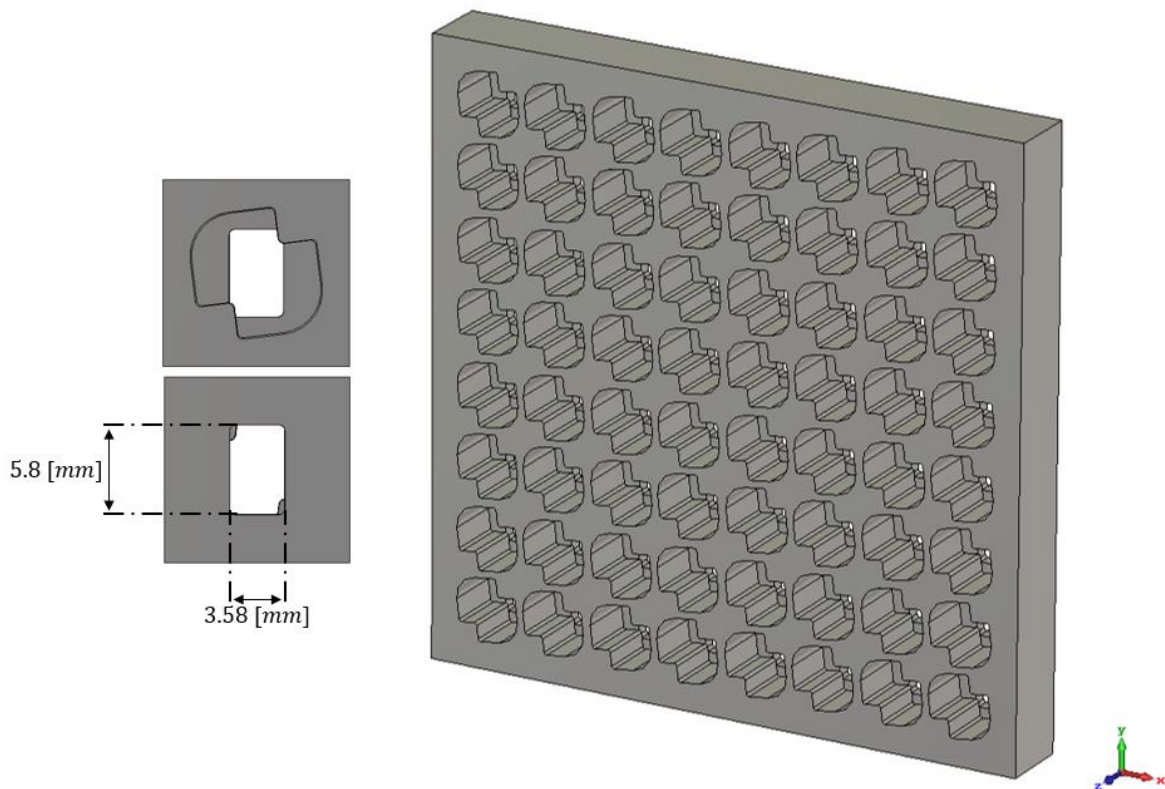
Figura 2-15: Guía MGW

## 3 Diseño y simulación

### 3.1 Consideraciones previas

#### 3.1.1 Antena objetivo. Capa de elementos radiantes

La antena que se plantea en este TFM es una antena multicapa que consta de una capa de elementos radiantes, y otra capa que será la red de distribución de potencia. La capa de radiación es un *array* 8x8 de elementos radiantes (Fig 3-1), la cual ha sido empleada en diferentes trabajos y proyectos del grupo RFCAS reescalada a diferentes frecuencias de operación. En esta ocasión se plantea para trabajar en la banda Ka principalmente, con frecuencia central de operación en 28 GHz, posee polarización circular, una alta ganancia que supera los 25 dBi y un bajo perfil. Por ello, esta antena es una clara candidata para aplicaciones 5G, y en especial para comunicaciones satelitales 5G (por ejemplo, comunicación entre satélites de constelaciones LEO).



**Figura 3-1: Vista del elemento radiante superior e inferior con dimensiones de la cavidad rectangular (izquierda) y *array* 8x8 en 3D (derecha)**

Este *array* de elementos radiantes posee las siguientes características:

- Se emplea un elemento radiante *bowtie* [11], con una ganancia en torno a 8 dBi. Este se excita por una cavidad rectangular, y gracias al polarizador *bowtie* convierte la polarización lineal en polarización circular. En esta ocasión, se alimenta con el propósito de generar polarización circular a derechas (RHCP).
- El *array* está compuesto por 64 elementos *bowtie*, bidimensional 8x8.
- La frecuencia central de operación es de 28 GHz, y se plantea para que trabaje de 26 a 30 GHz (banda K alta y Ka)

- El *taper* o ley de alimentación de los elementos será uniforme en amplitud y fase. Tal y como se obtendría con las fórmulas de la sección 2.1.5 sobre el factor de *array*, esta alimentación sirve para obtener máxima directividad en *broadside*, a coste de obtener unos lóbulos secundarios más altos. Se espera una SLL en torno a -13 dBi.

### 3.1.2 Red de alimentación: Limitaciones físicas.

Como es una antena multicapa, la capa de elementos radiantes tendrá por debajo la capa de distribución, es decir, la red de alimentación. Esta red está limitada por los espacios que quedan entre las cavidades rectangulares del *array*, que se ven a continuación en la Fig 3-2.

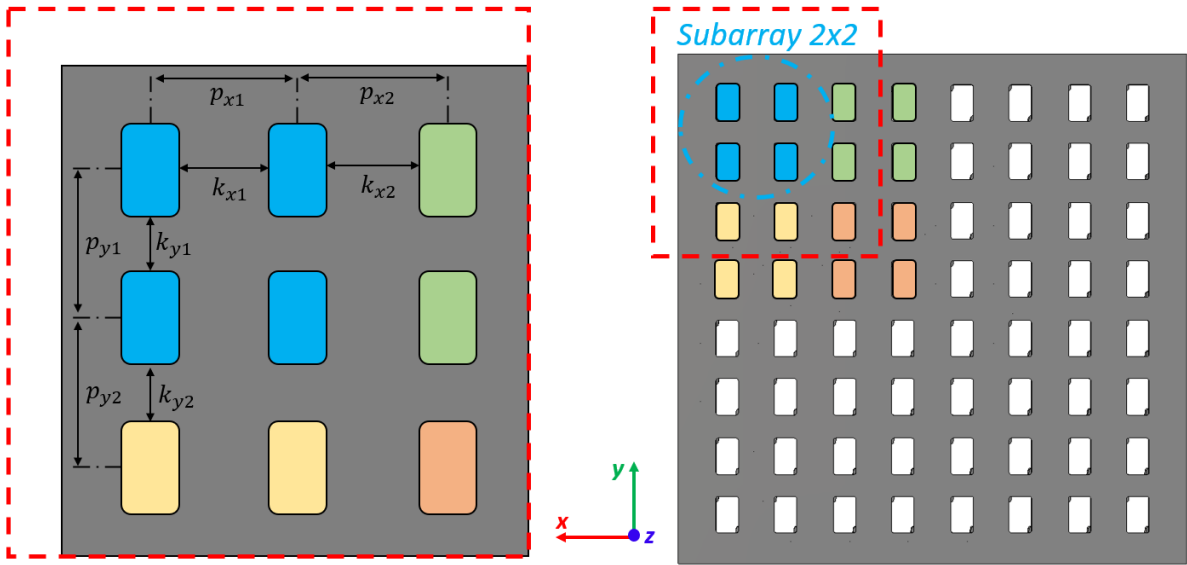


Figura 3-2: Array 8x8 de elementos radiantes, vista inferior. Se detallan diferentes *subarrays* 2x2, distancia entre sus elementos y distancias entre cavidades.

	$p_{x1}$	$p_{x2}$	$p_{y1}$	$p_{y2}$
<b>mm</b>	9.23	9.435	9.23	9.435
$\lambda_{30GHz}$	0.923	0.9435	0.923	0.9435

	$k_{x1}$	$k_{x2}$	$k_{y1}$	$k_{y2}$
<b>mm</b>	5.64	5.85	3.43	3.64

Tabla 3-1: Distancia entre centros de los elementos ( $p_{xi}$ ,  $p_{yi}$ ) de un *subarray* 2x2 y entre diferentes *subarrays*, y distancia entre los bordes de las cavidades ( $k_{xi}$ ,  $k_{yi}$ )

En la Fig 3-2 se puede apreciar como las distancias entre los elementos varían según sean cavidades dentro del mismo *subarray* 2x2 o entre *subarrays* diferentes. La distancia entre estos, en cualquier caso, es menor que  $\lambda_{30GHz}$ , por lo que no necesariamente ha de haber *grating lobes* en frecuencias menores a 30 GHz, tal y como se explica en el apartado 2.1.5 por el factor de *array*. Separar tanto los elementos se da por dos motivos: Dejar un mínimo espacio para la red de distribución inferior, y obtener una mayor ganancia.

En cualquier caso, se puede apreciar como las distancias entre los bordes de las cavidades son muy pequeñas. Esta es una gran consideración a tener en cuenta, ya que se ha de seleccionar con conocimiento de esta el tipo de tecnología que se empleará en la red. En [8] se empleó la tecnología GGW para la red de alimentación, pero por lo anchas que son las



guías, se tuvo que hacer dicha red en dos capas, cosa que hace más cara la fabricación. Posteriormente, en [10] se planteó una red monocapa. Dicha red se llevó a cabo en simulación, y por la complejidad del entramado, y los acoplos que se producían, el ancho de banda de trabajo se redujo significativamente.

En este TFM se va a hacer uso de la sinergia que existe entre guías GGW en plano E (GGW con  $a < b$ ) y guías RGW simples en plano H (con el *ridge* centrado en la placa inferior). Además, estas guías RGW serán estrechas (RGW con  $a < b$ ) para poder adaptarse a las altas limitaciones que implican los elementos radiantes.

### 3.1.3 Tecnología empleada: GGW y RGW enterradas.

En un trabajo previo del grupo RFCAS [10] ya se observó que los pines de las camas de pines empleadas eran muy altos en comparación a su anchura, y esto puede ocasionar que por pequeños fallos de mallado en fabricación, haya pines que se rompan [12]. Por ello, este TFM ha planteado una nueva estructura GGW y RGW, que se denominarán GGW enterrada y RGW enterrada.

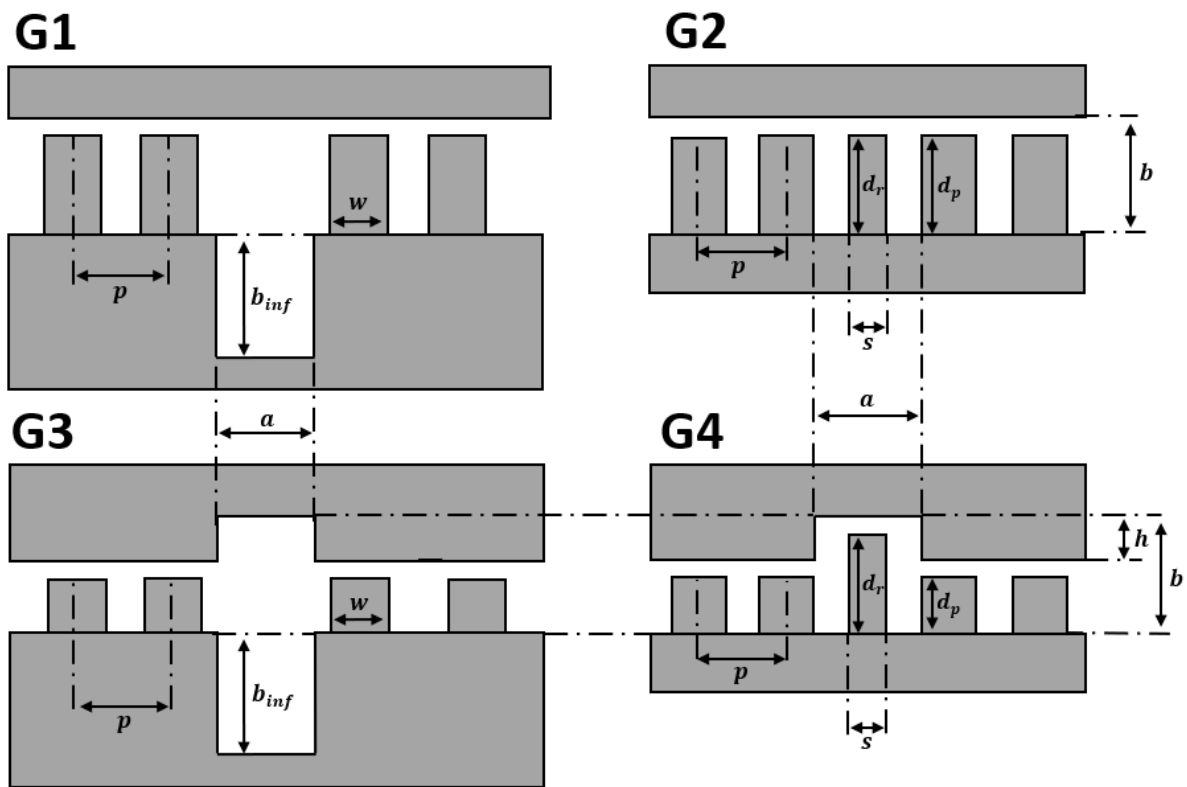


Figura 3-3: Guías GGW (G1) y RGW (G2) convencionales y sus versiones enterradas respectivamente (G3, G4). Dimensiones características.

Las tecnologías GW enterradas son un aspecto innovador presentado por primera vez en este TFM. Consisten en un ligero cambio a la estructura física de las GW convencionales. Básicamente, se “entierra” una parte de las guías GW en la placa superior de estas. De esta manera, los pines de la guía se pueden rebajar en altura, dotando a la cama de pines de mayor robustez. El concepto se presenta en la Fig 3-3. Por otro lado, no deberían suponer un coste extra en antenas multicapa, ya que se aprovecha la parte inferior de la capa de elementos radiantes para realizar los surcos.

### 3.1.3.1 Cama de pines: Pin unidad

Como en cualquier guía GW, las guías enterradas necesitarán hacer uso de una cama de pines que confinen la guía. Una de las razones principales de la necesidad de “enterrar” las guías, es que a pesar de bajar la altura de los pines, estos sigan teniendo una placa superior lo suficientemente cerca como para generar una *stopband* que cubra la zona de propagación del modo fundamental de las guías. En la Fig. 3-4 se ve como no se puede simplemente reducir la altura de los pines, ya que perdemos la banda eliminada deseada, y un modo propagado por el pin entraría en conflicto con los modos de propagación de las guías.

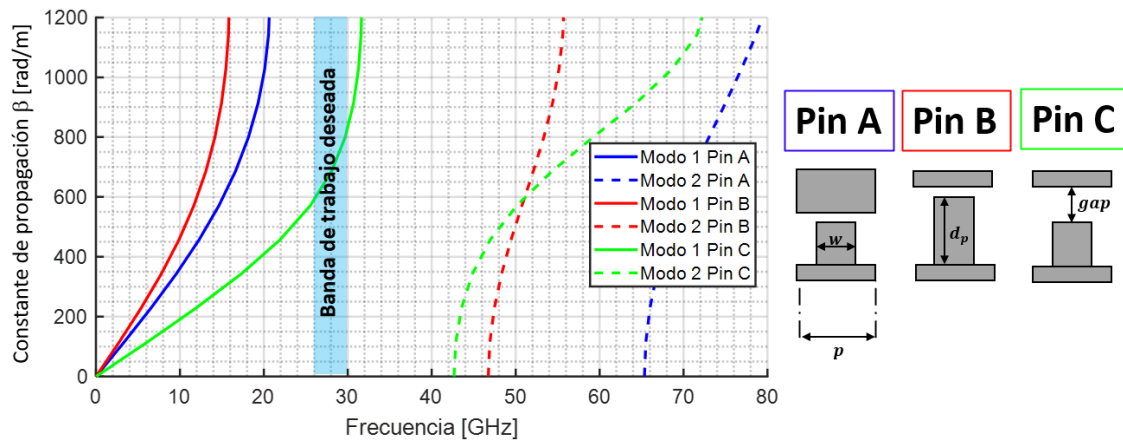


Figura 3-4: Diferencias en el diagrama de dispersión de pines unidad según su altura y *gap*.

Pin	$d_p$ [mm]	gap [mm]	$w$ [mm]	$p$ [mm]
A	1.9	0.1	1.5	2.5
B	2.9	0.1	1.5	2.5
C	1.9	1.1	1.5	2.5

Tabla 3-2: Dimensiones de los pines unidad bajo estudio en la Fig 3-4.

A la vista de los resultados, vemos que los pines reducidos (Pin A) generan una *stopband* de unos 20 a 65 GHz, que cubriría perfectamente la banda de trabajo esperada para la antena (26-30 GHz). Por razones de espacios muy limitados, que se pueden apreciar en el apartado 3.1.2, los pines pueden cobrar otras anchuras para adaptarse al espacio disponible. Es por ello que se lleva a cabo otro estudio a partir de la altura y *gap* del Pin A, para comprobar si los diseños tendrán este margen de acción.

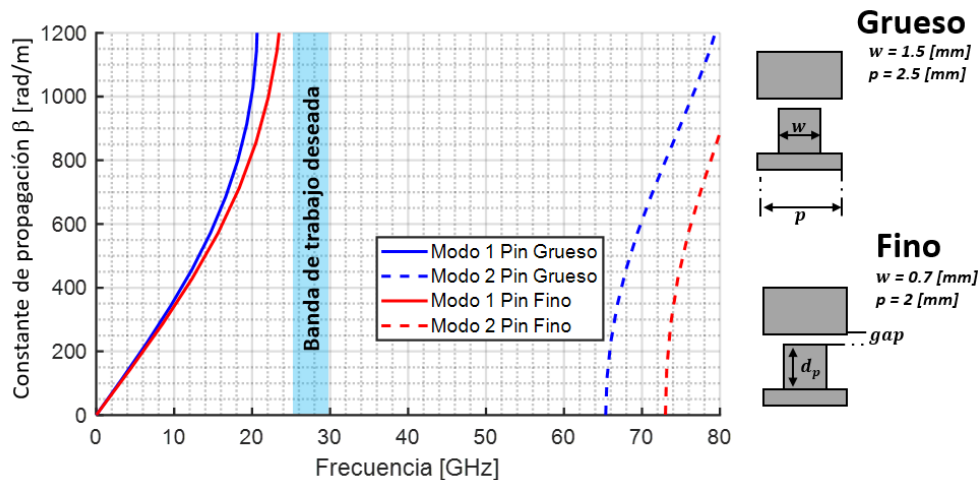


Figura 3-5: Variación de la *stopband* de los pines en función de su anchura y separación.  $d_p$  y *gap* propios del pin A.

Tal y como se observa en los resultados, la variación es leve, y dicho comportamiento se estimó en [10]. Esto supone una gran ventaja a la hora de dimensionar los pines en el diseño, ya que se podrá hacer uso de pines finos en lugares estrechos (como los espacios  $k_{y1}$ ,  $k_{y2}$ , Fig. 3-2) y de pines más anchos en lugares que no requieran tanta precisión.

### 3.1.3.2 Celdas unidad: Modos de propagación

El siguiente paso sobre el estudio de estas topologías de guía, es observar la correcta propagación de su modo fundamental. Para ello se propone un estudio de las celdas unidad en tecnología GW convencional frente a la tecnología enterrada. La tabla 3-3 resume los tipos de guía utilizados (visibles en la Fig. 3-3 junto a sus dimensiones características), donde G1 y G2 son convencionales, y G3, G4 la topología enterrada. Por otro lado, “a” determina una guía “ancha” ( $a > b$ ), y “e” una estrecha ( $a < b$ ).

Guía	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$w$	$p$	$d_p$	$b_{inf}$	$h$
G1a	4	3	-	-	1.5	2.5	2.9	3.6	-
G1e	2	3	-	-	1.5	2.5	2.9	3.6	-
G2a	4	3	1	2.5	1.5	2.5	2.9	-	-
G2e	2	3	1	2.5	1.5	2.5	2.9	-	-
G3a	4	3	-	-	1.5	2.5	1.9	3.6	1
G3e	2	3	-	-	1.5	2.5	1.9	3.6	1
G4a	4	3	1	2.5	1.5	2.5	1.9	-	1
G4e	2	3	1	2.5	1.5	2.5	1.9	-	1

Tabla 3-3: Dimensiones de las celdas unidad bajo estudio.

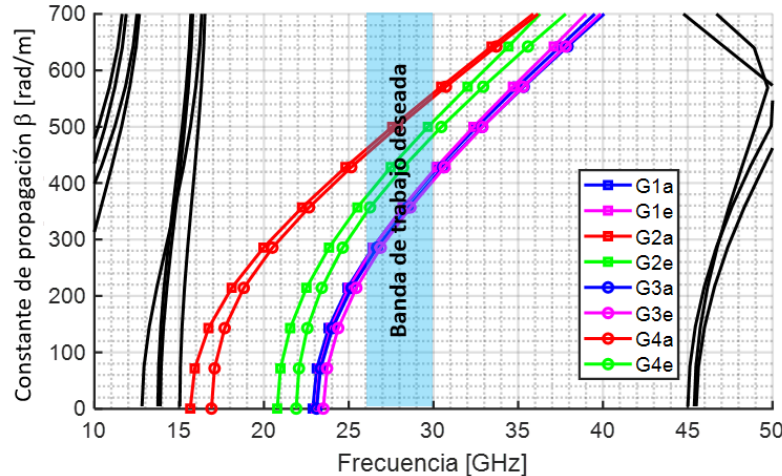


Figura 3-6: Modo de propagación fundamental de las guías bajo estudio.

En la Fig. 3-6, se muestra el modo fundamental de las celdas unidad, y los modos de los pines (negro). Los resultados muestran que el uso de una topología u otra, no tiene gran impacto sobre la frecuencia de corte del modo fundamental, ni su comportamiento. Las frecuencias de corte se encuentran por debajo de la frecuencia mínima de trabajo, lo que garantiza la propagación por estas guías. Tienen un comportamiento que es parecido a un modo *quasi*-TEM. Esto facilitará la adaptación de impedancias entre tramos RGW y GGW. Principalmente dicha adaptación se podrá lograr mediante cambios de los *ridges*, anchuras y profundidades de GGW, y otras técnicas que se verán en apartados siguientes. En general, en los futuros diseños de antena planteados, las guías tendrán dimensiones que variarán entre los valores de las guías bajo estudio, en topología enterrada (G3, G4, Tabla 3-3).

### 3.1.3.3 Pérdidas de transmisión, acoplos y adaptación.

A pesar de que las guías GW se aprovechan de las estructuras EBG (como la cama de pines), para confinar la guía como si de paredes eléctricas se tratasen, estas no presentan un comportamiento ideal. En numerosos estudios [8,10,18] se ha demostrado que a mayor número de pines rodeando la guía, mayor aislamiento del campo se logra en ésta.

No obstante, en este trabajo se trata con unas dimensiones muy limitantes, por lo que se tendrá que hacer uso de una única hilera de pines confinando las guías en la mayoría de ocasiones. Por ello, es de vital importancia estudiar las adaptaciones, transmisión y acoplos que se producen en guías próximas entre sí, y de esta forma poder estimar determinados comportamientos de la red de alimentación o antena. Se plantea una estructura de unos 28 [mm] ( $> 2 \cdot \lambda_{26GHz}$ ), suficiente para poder estudiar estos fenómenos. Las guías utilizadas, son las mismas que en estudios previos, cuyas dimensiones se encuentran en la Tabla 3-3.

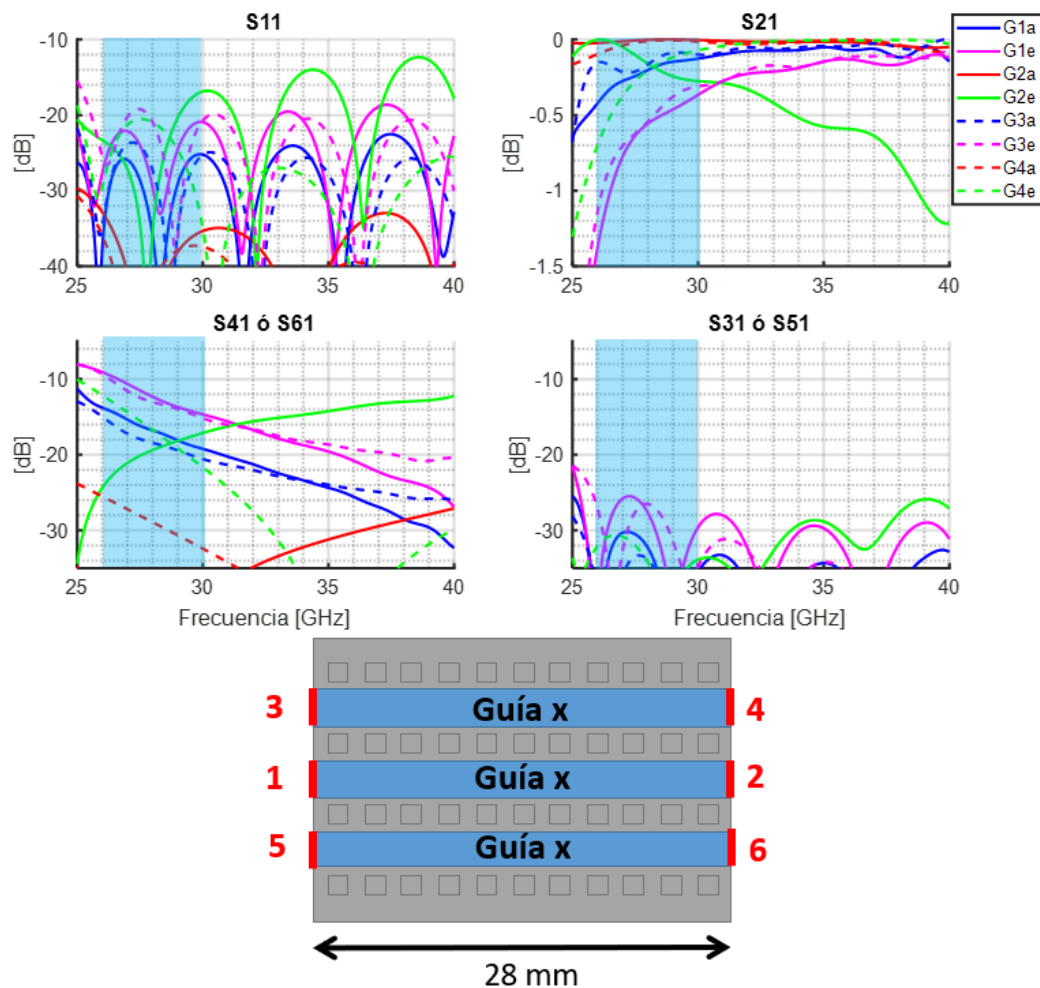


Figura 3-7: Estudio de acoplos, pérdidas y adaptación de la disposición de guías.

Los resultados de la Fig. 3-7 denotan como las guías GW convencionales y las enterradas presentan unos comportamientos similares. La única excepción se observa entre la guía estrecha RGW convencional, que presenta mejores resultados a partir de 28 GHz con respecto a la guía RGW enterrada. Por otro lado, los acoplos producidos en la banda deseada rondan entre -20 y -10 dB. Las guías presentan unas pérdidas de transmisión relativamente elevadas en torno a 26 GHz (máximas de 1.5 dB), por un lado por los acoplos producidos, y también por las pérdidas hacia el exterior. Todos estos efectos se tendrán que tener en consideración al analizar futuros resultados.

### 3.2 Diseño de guías RGW y GGW enterradas.

Como bien se ha indicado en el apartado 3.1.2 anterior, el diseño de la red de alimentación quiere realizarse en una capa mediante el uso de la sinergia entre GGW en plano E y RGW en plano H [12,13]. Como este trabajo implementa una nueva tecnología GW enterrada, uno de los primeros pasos de diseño y simulación es realizar diferentes prototipos que prueben la viabilidad de estas estructuras y compatibilidad de estas guías. Para ello, se realizarán 3 diseños iniciales: Una guía RGW, un divisor de potencia RGW en T, y un divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW. Todos estos diseños constarán de entradas y salidas en guía rectangular WR28, con su correspondiente transición. Se emplean guías RGW más anchas, y pines 0.1 [mm] más bajos que los estudiados. Además, se ha añadido una hilera de pines adicional. A pesar de ello, se entiende que las propiedades son idóneas para que haya propagación. Todas estas modificaciones se deben a que estos diseños se plantearon en una fase temprana del proyecto para comprobar el correcto funcionamiento de la nueva estructura GW en un entorno más liviano sin tanta restricción en dimensiones. Estos diseños sirven como una primera aproximación a la estructura planteada, estimar técnicas de adaptación a utilizar, distribuciones de potencia, verificar un funcionamiento correcto y una fabricación viable. Los modelos se plantean para dos materiales, PEC (sin pérdidas), y aluminio (con pérdidas disipativas). De esta forma, cuando se midan los prototipos fabricados en aluminio, se podrán hacer comparaciones más precisas.

#### 3.2.1 Guía RGW

En este diseño se plantea un tramo recto en tecnología RGW enterrada para comprobar una correcta transmisión de puerto a puerto. Además, se plantea por primera vez un adaptador de guía RGW a WR28, basado en transiciones similares a otros estudios [10, 18].

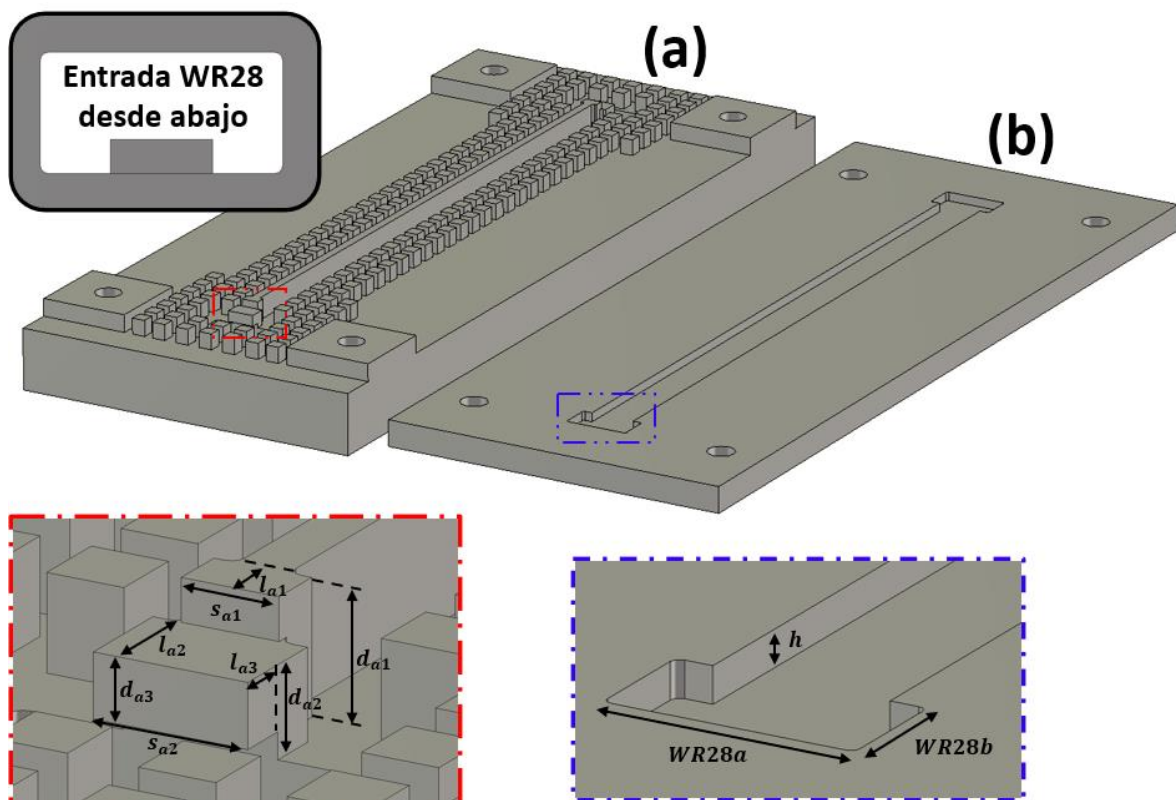


Figura 3-8: Guía RGW enterrada, (a) placa inferior y (b) superior. Detalle de la transición a WR28 y sus dimensiones (rojo) y detalle de los surcos propios de la estructura (azul)

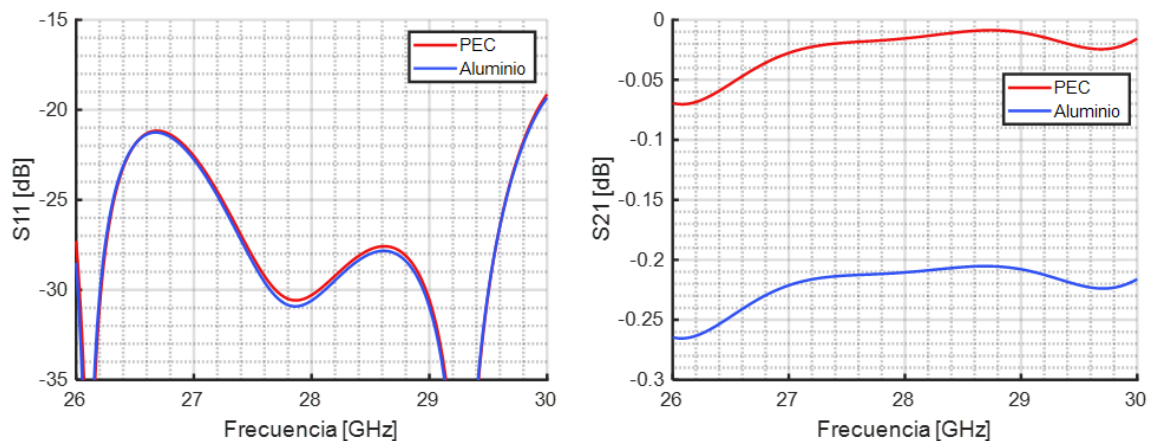
WR28	$a$		$b$							
[mm]	7.112		3.556							
Adaptador WR	$d_{a1}$	$d_{a2}$	$d_{a3}$	$s_{a1}$	$s_{a2}$	$l_{a1}$	$l_{a2}$	$l_{a3}$		
[mm]	2.5	1.7	1.3	1.9	3	1.1	2	1.2		

RGW	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$b_{inf}$	$h$
[mm]	5	3	1	2.5	-	1

**Tabla 3-4: Dimensiones características de la guía RGW, del conector WR28 y de la transición RGW a WR28**

En la Fig. 3-8 y en la tabla 3-4 se pueden apreciar las dimensiones utilizadas, similares a las de estudios previos a excepción del ancho de la guías RGW, y como se ha comentado previamente, de la altura de los pines. La longitud de la guía, desde el inicio de un adaptador hasta el otro, es de unos 71 mm ( $> 6 \cdot \lambda_{26GHz}$ ).



**Figura 3-9: Parámetros S de la guía RGW diseñada**

Los resultados de la Fig. 3-9 nos dan a entender que las transiciones WR28-RGW empleadas son óptimas, ya que la adaptación se mantiene por debajo de -20 dB en prácticamente toda la banda de trabajo, prácticamente idéntica para los dos materiales. Por otro lado, en transmisión vemos que el aluminio tiene unos 0.2 dB de pérdidas, y tal y como pasaba para este tipo de guía en la Fig. 3-7, se presentan unas ligeras pérdidas de transmisión a frecuencias en torno a 26 GHz.

### 3.2.2 Divisor de potencia en T RGW-RGW

Como es de esperar, la red de alimentación en paralelo de una antena como la propuesta estará formada por múltiples divisores de potencia para lograr una red uniforme en amplitud y fase. El siguiente diseño que se plantea estudiar es un divisor en T de RGW a RGW, con sus entradas y salidas en WR28. Las transiciones WR28-RGW se harán con un adaptador como el de la Fig. 3-8, pero con sus dimensiones ligeramente modificadas. Las guías RGW de entrada y salidas empleadas son del mismo tamaño que en la Tabla 3-4.

En el adaptador T de la Fig. 3-10, se observan *ridges* que variarán su anchura, altura, y longitud para lograr adaptar de manera óptima ( $r_1, r_2$ ), siempre manteniendo el ancho y alto de la guía principal donde estén implementados. Además, se hace uso de un surco en los listones de las salidas, y se genera un pequeño estrechamiento, reduciendo el surco de la bifurcación y desplazando el pin central de la división. La distancia desde el final de la

transición de entrada al centro del divisor es de 31.9 [mm], y desde este centro a cada transición de salida, 27.9 [mm], lo que hace una longitud de onda recorrida de entrada a salida suficiente para un correcto estudio mayor que  $5 \cdot \lambda_{26GHz}$ .

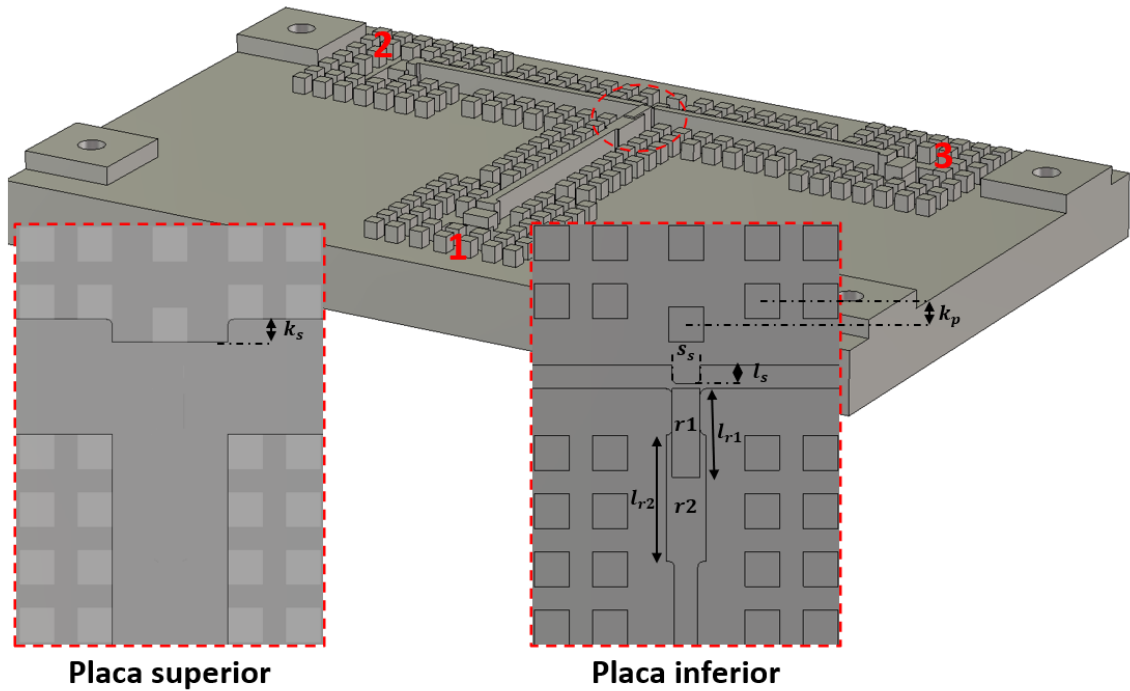


Figura 3-10: Divisor T, placa inferior 3D, detalle de la discontinuidad en la placa inferior (con pines visibles) y de la placa superior (pines ocultos)

Adaptador WR	$d_{a1}$	$d_{a2}$	$d_{a3}$	$s_{a1}$	$s_{a2}$	$l_{a1}$	$l_{a2}$	$l_{a3}$
[mm]	2.5	1.7	1.3	2.1	3	1.1	2	1

Adaptador T	$d_{r1}$	$d_{r2}$	$s_{r1}$	$s_{r2}$	$l_{r1}$	$l_{r2}$	$l_s$	$s_s$	$k_s$	$k_p$
[mm]	2.7	2.5	1.2	1.7	3.8	5.4	0.8	1.2	1	1

Tabla 3-5: Dimensiones características de transición a WR28 modificada y del adaptador T

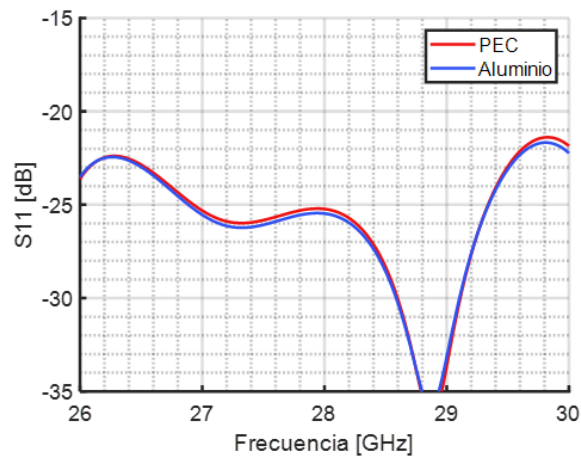
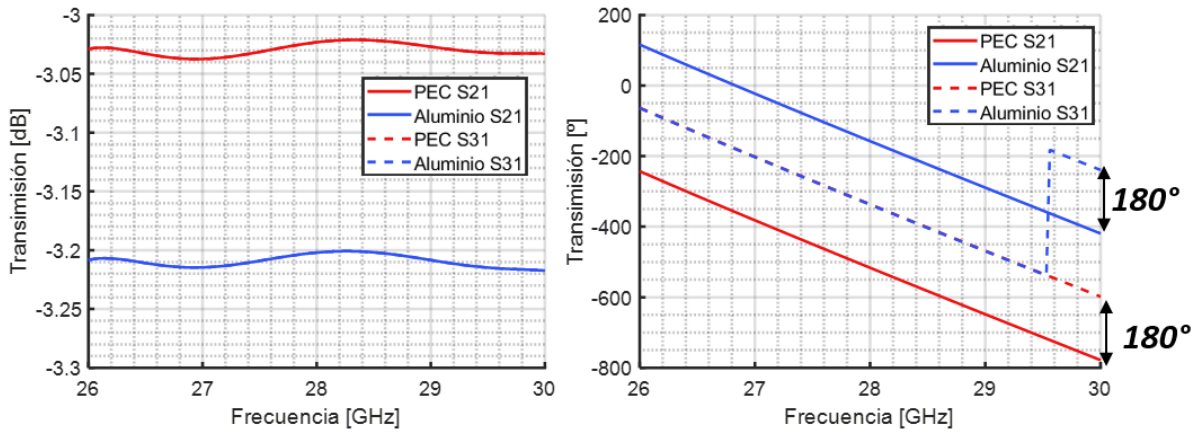


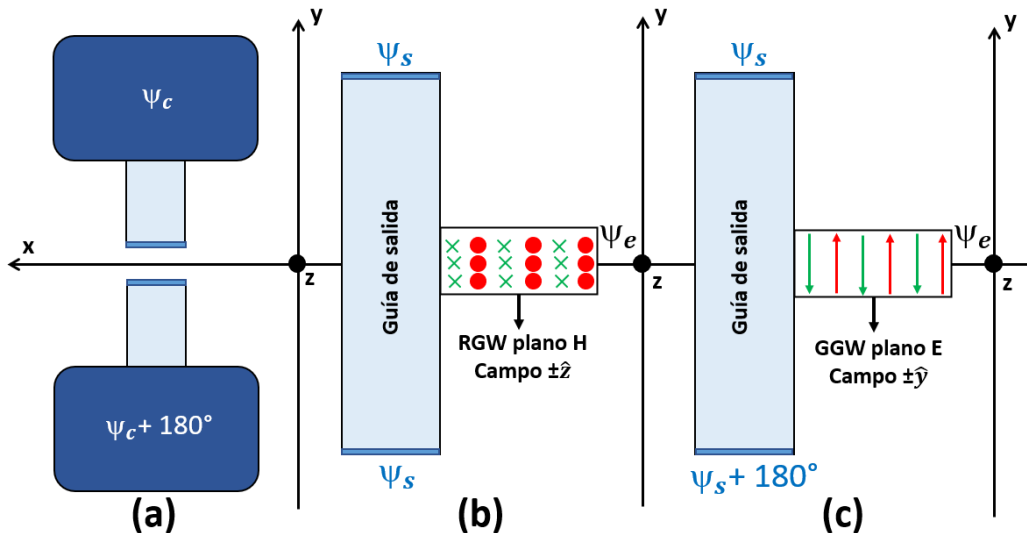
Figura 3-11: Parámetro de adaptación del divisor T diseñado

Tal y como se muestra en la Fig. 3-11, de nuevo se logra una gran capacidad de adaptación de impedancias tanto por parte de la transición WR28-RGW como de la discontinuidad en T, obteniendo valores en la totalidad de la banda de trabajo por debajo de -20 dB.



**Figura 3-12: Trasmisión en amplitud y en fase del divisor de potencia en T con PEC y aluminio**

En transmisión (Fig. 3-12), se observa como al ser una estructura simétrica, la amplitud recibida en los puertos de salida es idéntica y la esperada en un divisor de 1 a 2, la mitad de potencia a cada uno ( $\approx -3.01$  dB,  $10 \log(1/2)$ ). El aluminio nuevamente aporta pérdidas disipativas, unos 0.2 dB, pero no modifica ni la adaptación ni la fase relativa. Un punto importante a destacar de los resultados es la fase, donde observamos que el campo llega con un desfase de  $180^\circ$  entre los puertos de salida. Este desfase se debe a que las cavidades rectangulares son sensibles a la dirección en la que se excitan, es decir, por qué dirección entra la guía empleada a la cavidad. Como las cavidades rectangulares de la WR28 son longitudinales al eje  $z$ , su desfase no varía con el tipo de guía de entrada, sino con la posición y dirección de esta. Esto se debe a que el campo de la guía que entra en la cavidad se “transforma” de una determinada manera, y si se entra por el lado opuesto, lo hará “en espejo”, obteniendo unos  $180^\circ$  de desfase (Fig. 3-13). No obstante, este desfase no se debe únicamente a ello, ya el tipo de guía empleado en la división de potencia es determinante.



**Figura 3-13: Efectos de la posición de la entrada en la fase del campo E en (a) cavidades rectangulares, y (b, c) del campo de una guía de entrada sobre las salidas**

La Fig. 3-13 trata de explicar el fenómeno ocurrido. Como se puede observar, el campo eléctrico de una GGW en plano E, implica un campo cuyo máximo oscila entre las direcciones positiva y negativa del vector unitario del eje, en este caso,  $y$ , dirección longitudinal de la guía de salida (la tecnología de ésta no varía el resultado de la fase). Por



lo tanto, podemos deducir de la imagen que lógicamente, el campo apuntará antes hacia una salida que hacia la otra, y efectivamente, con aproximadamente  $180^\circ$  de diferencia. Esto no sucede con una guía RGW plano H, cuyos máximos del campo eléctrico, están en el eje z, haciendo que el campo “entre” en las guías de salida de manera equivalente para cualquiera de los dos lados. Por eso vemos que combinando los efectos  $b$  y  $a$ , hay un desfase en las cavidades de  $180^\circ$  (Fig. 3-12). Este desfase, para elementos radiantes puede ser peligroso, ya que si alimentamos la mitad de ellos desfasados  $180^\circ$ , se obtiene un doble lóbulo principal. En [10] se hizo uso de divisores T RGW, y para cancelar los desfases, se tuvo que diseñar una red con tramos alargados y enrevesados, generando mayores desadaptaciones, acoplos, y perdiendo prestaciones de antena.

### 3.2.3 Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW. Compatibilidades.

Como se ha comentado en el apartado 3.1.2, la combinación de guías RGW en plano H y GGW en plano E va a ser un aspecto fundamental del trabajo, principalmente por sus anchos reducidos que permiten entrar una red más compleja y precisa. Por otro lado y no menos importante, según se ha planteado en el apartado anterior y en la Fig. 3-12, las guías GGW sirven en divisores de potencia para cancelar desfases del campo indeseados [12,13]. Por ello se plantea el siguiente diseño de un divisor H.

Un divisor H no deja de ser una concatenación de divisores T, en este caso, T1 (de RGW a GGW), y T2 (de GGW a RGW). La guía GGW es estrecha como las estudiadas en apartados anteriores. Las transiciones de RGW a WR28 son idénticas a los diseños previos, así como las guías RGW de entrada y salidas. La longitud de las RGW desde el final de las transiciones de entrada hasta el centro de la estructura es de 29 [mm], y la distancia entre los centros de las cavidades WR28 es de 25 [mm]. Se emplean técnicas de adaptación vistas previamente, añadiendo el uso de *slits* capacitivos [13], mejorando la adaptación (Fig. 3-14)



Figura 3-14: Placa inferior del divisor de potencia H, con detalle de las discontinuidades T y sus dimensiones.

Adaptador T1	$d_{r1}$	$s_{r1}$	$l_{r1}$	$s_{c1}$	$l_{c1}$	$k_{c1}$
[mm]	2.3	1	2.6	0.3	1.5	4.1

Adaptador T2	$d_{r2}$	$d_{r3}$	$s_{r2}$	$s_{r3}$	$l_{r2}$	$l_{r3}$	$s_{c2}$	$l_{c2}$	$k_{c2}$	$k_g$	$l_i$
[mm]	2.2	2.4	1	1	1.15	3	0.3	1.3	2.9	3.4	0.65

GGW	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$w$	$d_p$	$b_{inf}$	$h$
[mm]	2	3	-	-	1.5	1.8	4	1

Tabla 3-6: Dimensiones características de la guía GGW central, y de las adaptaciones en las discontinuidades T del divisor H

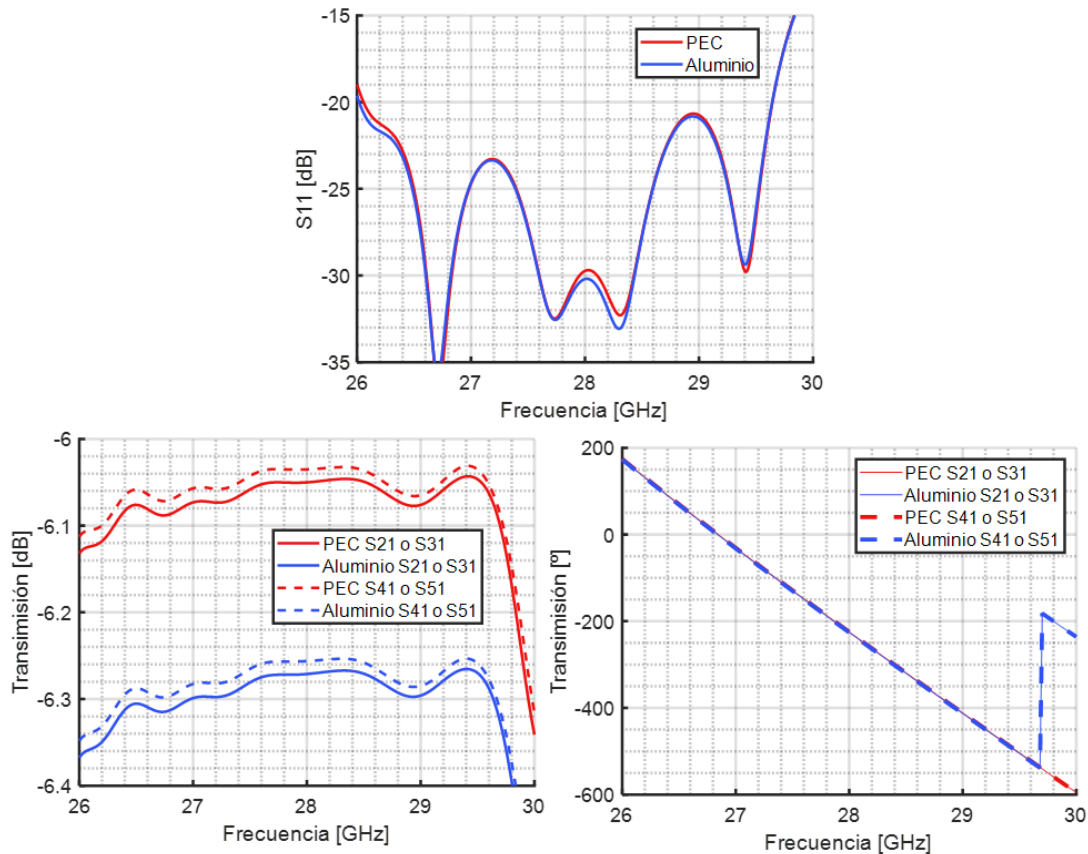


Figura 3-15: Adaptación, transmisión en amplitud y en fase del divisor de potencia en H

De nuevo, las técnicas y estructuras de adaptación empleadas son muy efectivas, logrando de nuevo estar por debajo de -20 dB en casi toda la banda de trabajo (Fig. 3-14). La transmisión en amplitud, como era de esperar, se distribuye uniformemente, unos -6.02 dB ( $10 \log(1/4)$ ), presentando algunas pérdidas de transmisión leves, mayores en torno a 30 GHz ya que la adaptación empeora. El aluminio, de nuevo, sólo es relevante en cuanto a pérdidas se refiere (0.2 dB aprox.). En el divisor T de la sección 3.2.2, al entrar en RGW, el campo en las salidas tenía fase equivalente, produciéndose el desfase por entrar en direcciones opuestas a la cavidad. En este caso, tal y como se ve en la Fig. 3-15, el desfase se ha cancelado, de acuerdo a lo plasmado en la Fig. 3-13 gracias a la división en T con entrada en GGW (T2). Este último concepto de “cancelación” de fase es uno de los fundamentos que tendremos en cuenta a la hora de realizar los diseños de antena de este TFM. Se planteará una red de alimentación RGW plano H y GGW plano E, que permitirán cancelar los desfases entre las cavidades rectangulares de los elementos radiantes, y además ocupar menos espacio.

### 3.3 Diseño y simulación de antena

En este apartado se ponen en cohesión las consideraciones previas del apartado 3.1 y los estudios, diseños y conclusiones del apartado 3.2 para empezar con el diseño del *array* 8x8 de elementos *bowtie*. Como el *array* es considerablemente grande, se partirá por el diseño del *subarray* más básico, un *subarray* 2x2, pieza fundamental del diseño, generando una antena 2x2. Este escalará a una antena 4x4, hasta llegar al *array* o antena 8x8 final, analizando cuidadosamente los efectos que se produzcan al aumentar el número de elementos y por tanto, la complejidad de la red.

Por razones de espacio y extensión del documento, no se detallarán las separaciones, anchuras ni posiciones de los pines, entendiendo que estos tienen una altura  $d_p$  de 1.9 [mm] y un *gap* de 0.1 [mm], utilizados en estudios de las secciones 3.1.1-3.1.3. Esto también implica el uso de las GW enterradas, siempre con  $h = 1$  [mm]. El resto de dimensiones se tratarán de detallar lo máximo posible. Las antenas se orientan perpendicularmente al eje  $z$ , con máxima radiación (*broadside*) en  $\theta = 0^\circ$ . Todos los diseños son simulados con aluminio como material, para tener en cuenta todas las pérdidas posibles antes de la etapa de medida.

#### 3.3.1 Antena 2x2.

La pieza fundamental de la antena 8x8 final, es el *subarray* 2x2. Este implica la zona donde se ha de hacer la primera división de potencia, en H, y donde el espacio disponible es más crítico. Teniendo en cuenta los estudios previos, se planteó la posibilidad de que el divisor de potencia fuera RGW-GGW-RGW. No obstante, al tener guías RGW y GGW muy estrechas, añadiendo además una transición extra a elemento radiante, la adaptación obtenida era muy pobre. Además, esta transición de RGW a elemento radiante, con la cavidad tan reducida, podría acarrear problemas de fabricación. Como la guía de entrada a la cavidad no perjudica la fase (según la Fig. 3-13), se escoge una GGW como guía final, es decir, se decide realizar un divisor H RGW-GGW-GGW, con entrada en WR28. En [8] se empleó alguna transición de GGW en plano H a cavidad rectangular en plano E en la placa superior, y se observó que la mejor adaptación se lograba cuando la ranura superior se colocaba en el borde de la guía GGW. Siguiendo esta premisa, se excita el elemento lo más próximo al borde mediante guía GGW plano E enterrada.

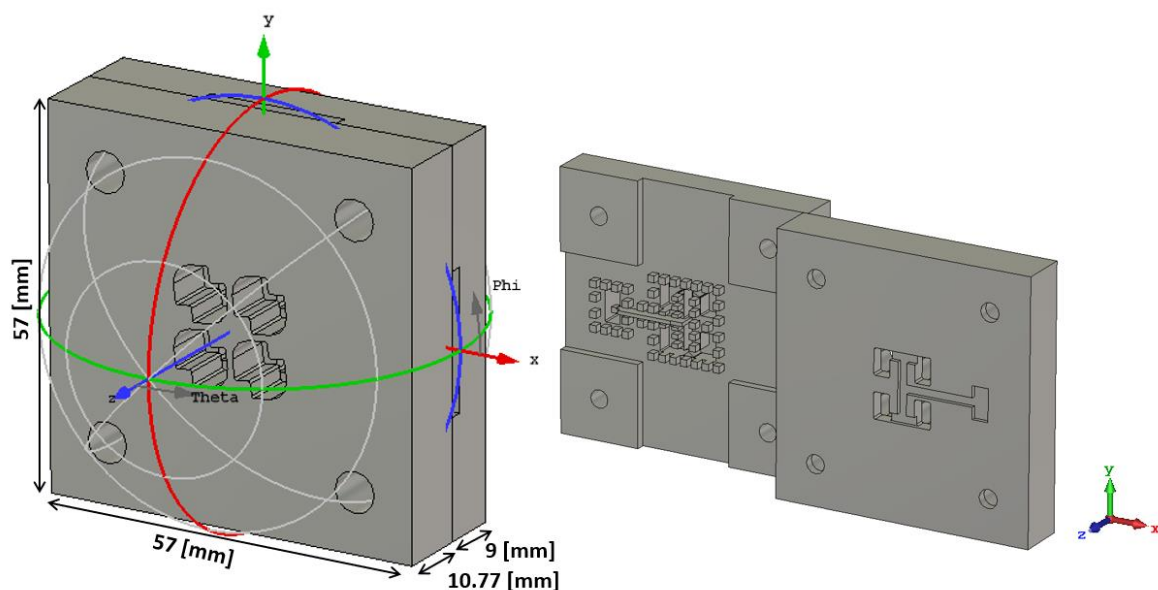


Figura 3-16: Antena 2x2 completa con cortes del campo lejano (izquierda), capa inferior, y la capa superior volteada (derecha). Simulada en aluminio.

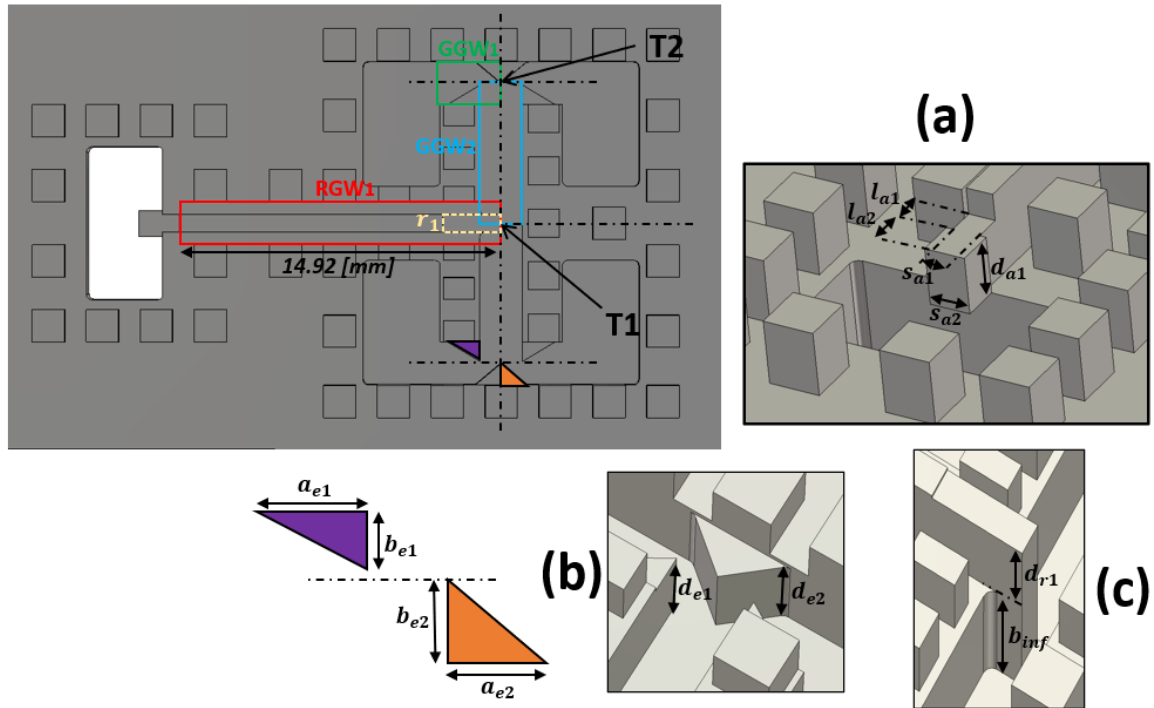


Figura 3-17: Vista de la placa inferior del *subarray* 2x2, con detalle sobre las guías, secciones o estructuras más importantes. (a) Transición de entrada RGW-WR28, (b) chaflanes de la T2, y (c)  $r_1$  de la T1

Guía	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$b_{inf}$
RGW <sub>1</sub>	2	3	0.8	2.5	-
GGW <sub>1</sub>	2	3	-	-	3.4
GGW <sub>2</sub>	2	3	-	-	3.4

$d_{r1}$	$l_{r1}$	$s_{r1}$	$d_{a1}$	$s_{a1}$	$s_{a2}$	$l_{a1}$	$l_{a2}$	$a_{e1}$	$a_{e2}$	$b_{e1}$	$b_{e2}$	$d_{e1}$	$d_{e2}$
2.4	2.7	0.8	1.7	0.8	1.2	0.8	1.1	1.5	1.2	0.9	1	3.2	3.2

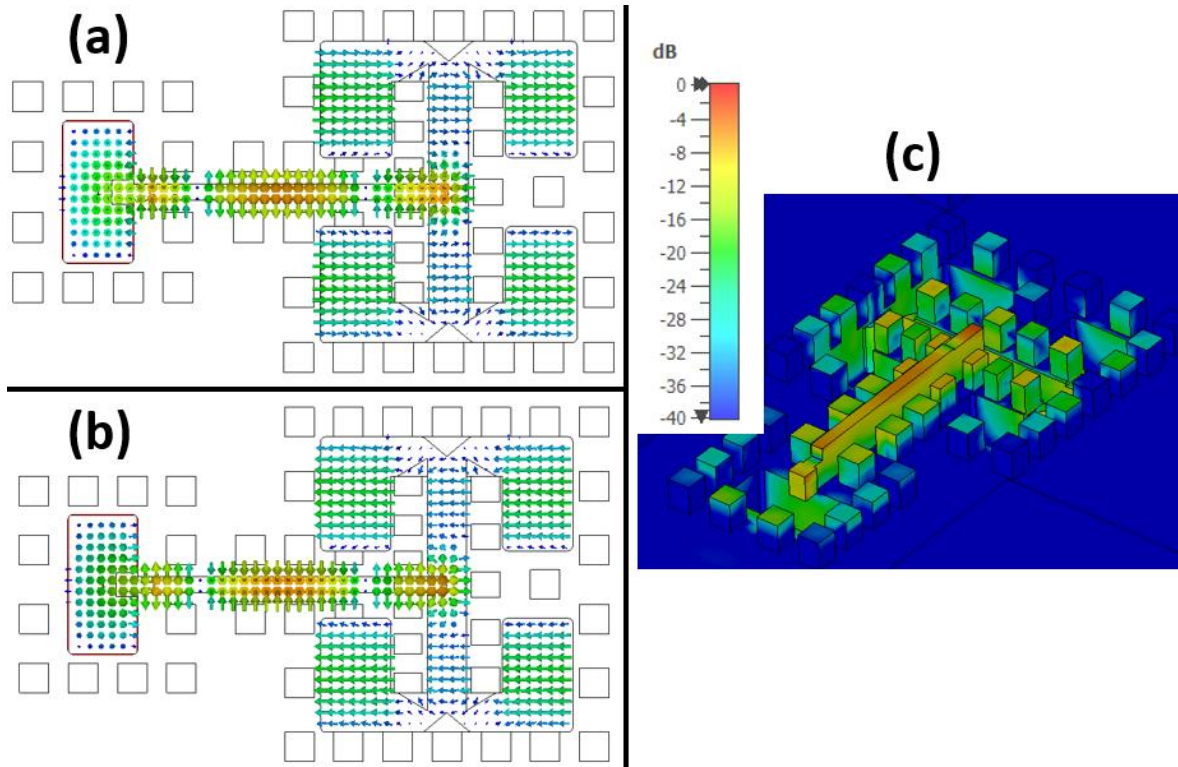
Tabla 3-7: Dimensiones significativas del *subarray* 2x2, en [mm]

En un escenario como el propuesto, esta transición estará prácticamente compartiendo espacio con la división de potencia en T de GGW a GGW, además que tendrá acoplos correspondientes a guías muy próximas. En base a estas premisas, se decide diseñar y optimizar directamente el divisor de potencia en H RGW-GGW-GGW. Este divisor usa una transición de RGW a WR28 en la entrada principal, similar a las vistas en los diferentes apartados de la sección 3.2. A continuación se describen las zonas a las que se ha prestado especial atención a la hora de optimizar el diseño, visibles en la Fig. 3-16:

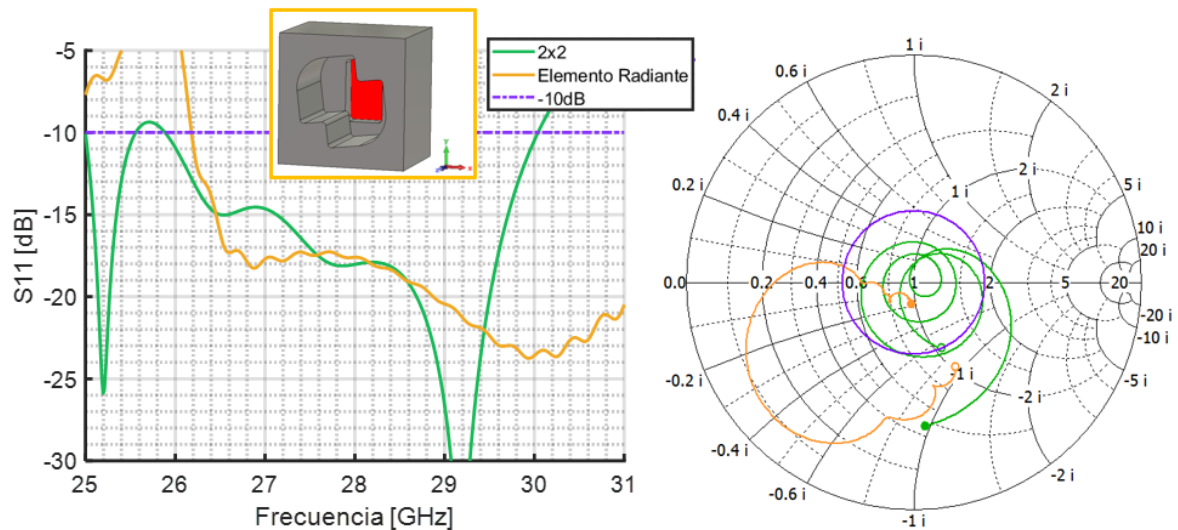
- Entrada en WR28 y transición a RGW. Similar a las vistas previamente.
- Divisor T1: Primera división de potencia. De RGW a GGW. Consta de un listón de adaptación,  $r_1$ . Por cuestiones de espacio, los *slits* capacitivos no caben ni causan mejora alguna en adaptación.
- Divisor T2: Segunda división en T para completar el divisor H, de GGW a GGW. De esta manera, se “cancelan” los desfases producidos por la posición de entrada a

la cavidad radiante, tal y como se ve en la Fig. 3-18. Se hace uso de una técnica de adaptación que consiste en añadir chaflanes [19], pero se ha descubierto que modificar su altura, mejora la adaptación. Estos casi invaden la entrada al elemento radiante. La altura de los chaflanes, se referenciará como  $d_e$ , estableciendo su punto más bajo en el fondo de la guía GGW de entrada al elemento radiante.

- Entrada al elemento radiante: Prácticamente detrás del divisor T2, y lo más cerca del borde alejado de la cavidad radiante.



**Figura 3-18:** Vectores del campo eléctrico en un corte del plano XY en (a) una fase y (b) 180° después. (c) Máximo valor del campo eléctrico en la estructura a 28 GHz.



**Figura 3-19:** Adaptación del elemento unitario Vs. Antena 2x2. Amplitud y carta de Smith.

Aunque el elemento está pensado para frecuencias más elevadas, las guías limitan el ancho de banda en adaptación. Los resultados de la Fig. 3-19 indican que las técnicas de adaptación empleadas han probado ser efectivas, obteniendo una adaptación por debajo de -10 dB en

toda la banda deseada (26-30 GHz). A pesar de ser una zona con muchos acoplos que los escasos pines no son capaces de aislar, la adaptación obtenida es muy satisfactoria obteniendo un ancho de banda en adaptación ( $S_{11} < -10$  dB) elevado, en torno a un 14.8%.

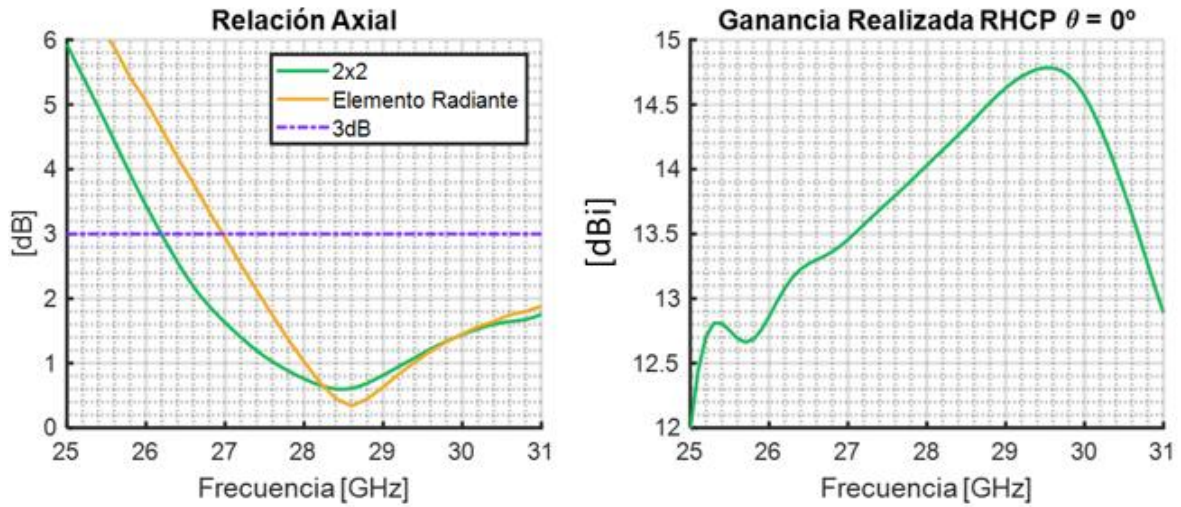


Figura 3-20: Relación axial del elemento unitario Vs. Antena 2x2 (izquierda). Ganancia en función de la frecuencia de la antena 2x2 (derecha)

La relación axial de esta antena 2x2 es muy similar a la del elemento radiante en solitario, y, de hecho, es capaz de mejorar la banda por debajo de 3 dB (Fig. 3-20). Lógicamente, cuanto menor sea la relación axial, más pura será la polarización circular, acarreado menos pérdidas de polarización. En relación con la ganancia, vemos como esta en *broadside* aumenta a frecuencias mayores, comportamiento típico relacionado con la apertura efectiva. Como es normal, esta ganancia decae enormemente fuera de la banda de adaptación.

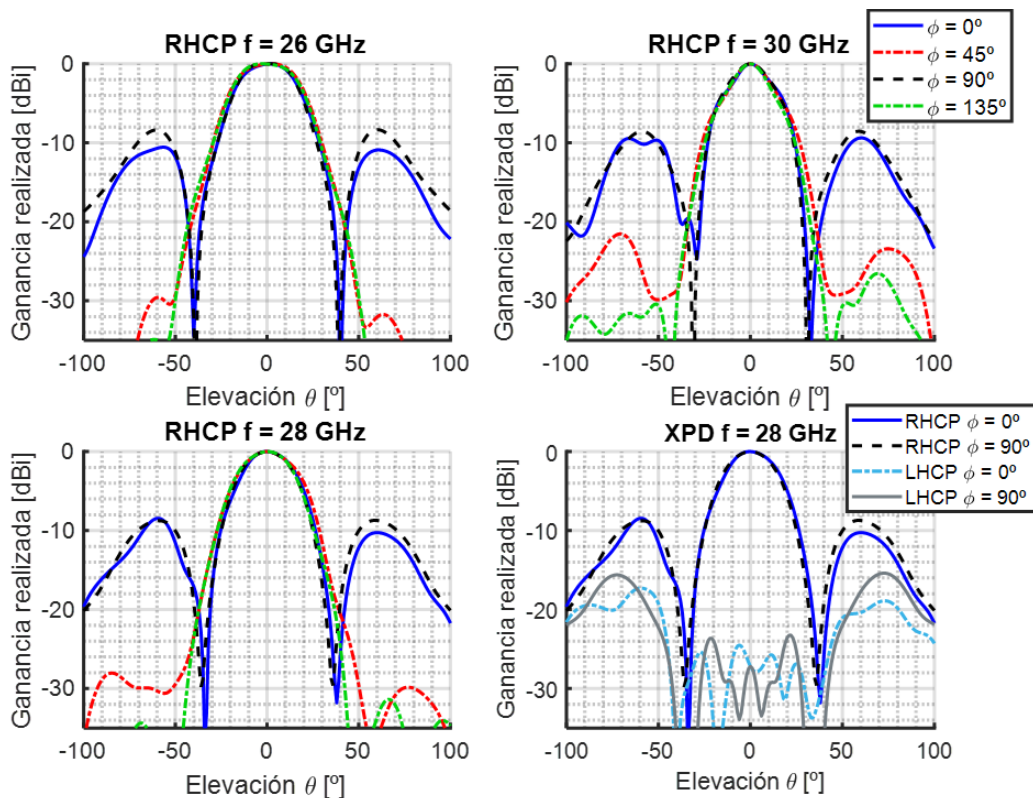


Figura 3-21: Diagrama de radiación normalizado a 26, 28 y 30 GHz con diferentes cortes de *azimut* de la antena 2x2. Rechazo de la contrapolar a 28 GHz en  $\phi = [0^\circ, 90^\circ]$

En términos de radiación (a derechas, componente copolar), el patrón de la Fig. 3-21 sigue un comportamiento esperado. Al ser un *array* de antenas relativamente pequeño, los lóbulos secundarios son bastante elevados ( $SLL_{max} \approx -8$  dBi), además de obtener anchos de haz grandes ( $> 35^\circ$ ). Por otro lado, se observan ligeras asimetrías en el plano E ( $\phi = 0^\circ$ ) y en los diagonales ( $\phi = 45^\circ, \phi = 135^\circ$ ), fenómeno que no sucede en el plano H ( $\phi = 90^\circ$ ). Esto se debe principalmente a la asimetría de la estructura, con la entrada colocada longitudinal al eje  $x$  (Fig. 3-16), haciendo que los acoplos producidos sean diferentes en un plano u otro alterando la excitación de las cavidades. Por otro lado se muestra el rechazo de la componente contrapolar (XPD, “*Cross-Polar Discrimination*”), es decir, el nivel de la polarización a izquierdas. Se ve que para los planos principales, la evolución angular es correcta, manteniéndose muy alto el rechazo en el ancho de haz de la antena, garantizando que la polarización circular a derechas se mantiene. En cuanto a las dimensiones de esta antena 2x2 (Fig. 3-16), destacar que la capa de elementos radiantes tiene un espesor de 10.77 [mm], y la capa inferior, de 9 [mm]. Estos espesores se mantendrán en todos los diseños posteriores, resultado de escalar este *subarray* 2x2.

### 3.3.1.1 Estudio del efecto de los acoplos mutuos en una triple antena 2x2.

Uno de los aspectos en los que este trabajo tiene el foco encima constantemente es el de los efectos de los acoplos en las propiedades de radiación y adaptación de los diseños. Por ello, se plantea el modelo de la Fig. 3-22, que consiste en una triple antena 2x2, colocadas longitudinalmente sobre el eje  $y$ , con su alimentación individual en WR28. Las dimensiones de los *subarrays* 2x2 son idénticas a las vistas previamente (Fig. 3-17, Tabla 3-7), a excepción de un ligero desvío de las RGW de los *subarrays* laterales, necesarios para que los tres conectores WR28 quepan simultáneamente. Este desvío es tan corto que se considera insignificante para que provoque algún cambio de fase. En la Fig. 3-22 también se detalla la antena 2x2 central (2x2C), como puerto 1 y una de las laterales (2x2L), como puerto 2, las cuales se compararán con la antena 2x2 original (2x2) de la Fig 3-16, con el objetivo de estimar su comportamiento cuando sufren acoplamiento mutuo.

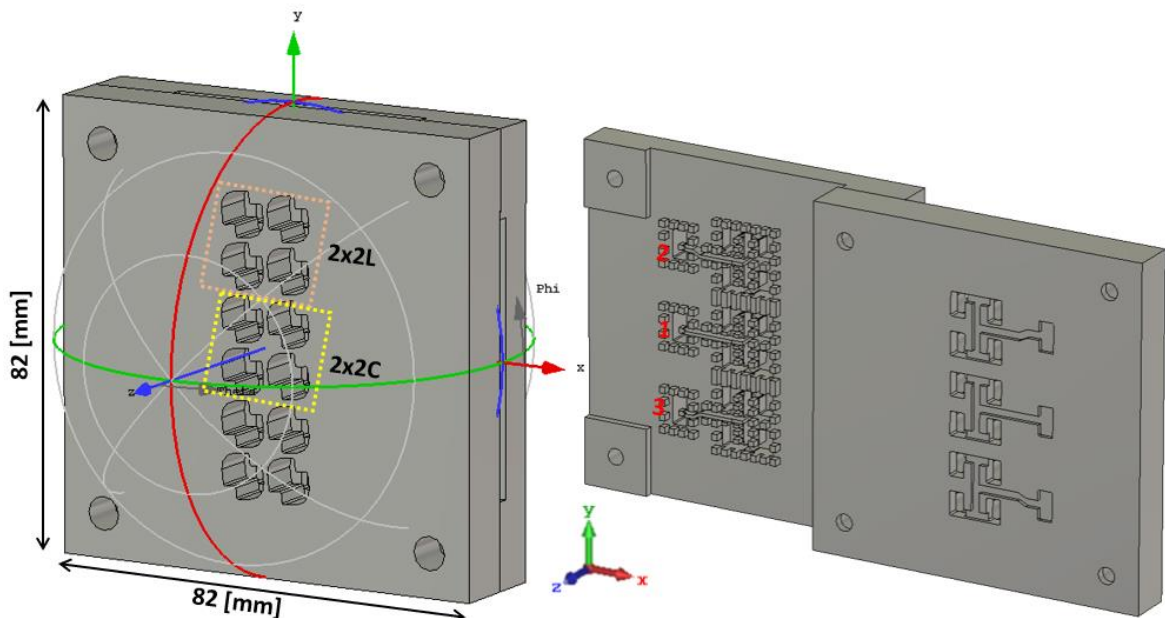
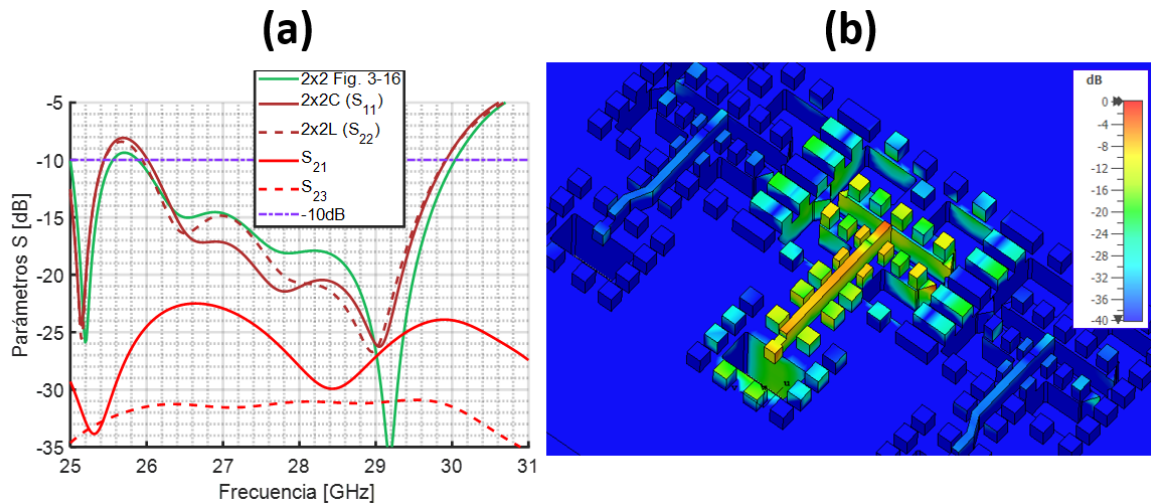
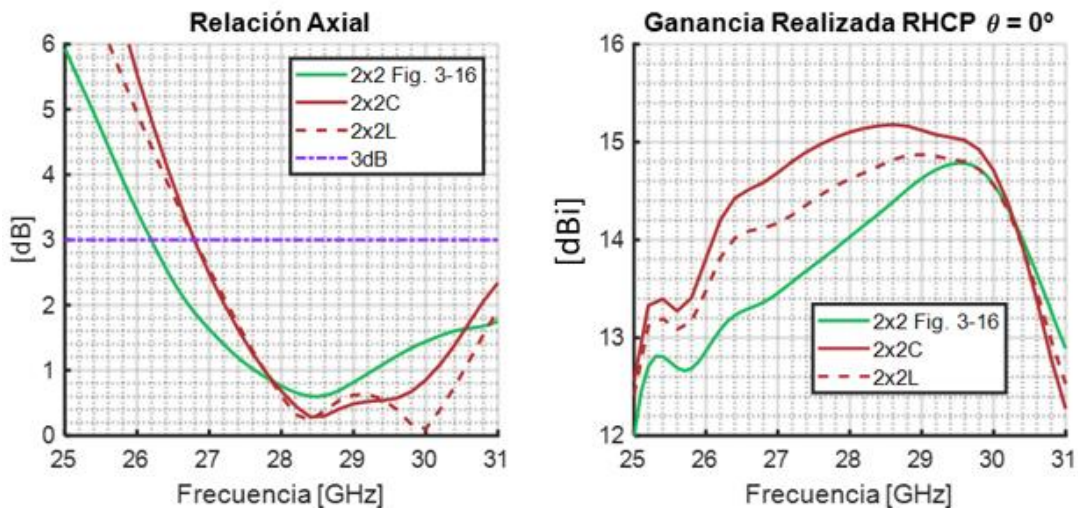


Figura 3-22: Triple antenas 2x2 con cortes del campo lejano (izquierda), capa inferior, y la capa superior volteada (derecha)



**Figura 3-23: (a) Adaptación de la antena 2x2 (Fig. 3-16) frente a la de las antenas 2x2 central (2x2C) y lateral (2x2L), y transmisión entre puertos. (b) Máximo del campo eléctrico transmitido por el puerto 1 a 28 GHz**

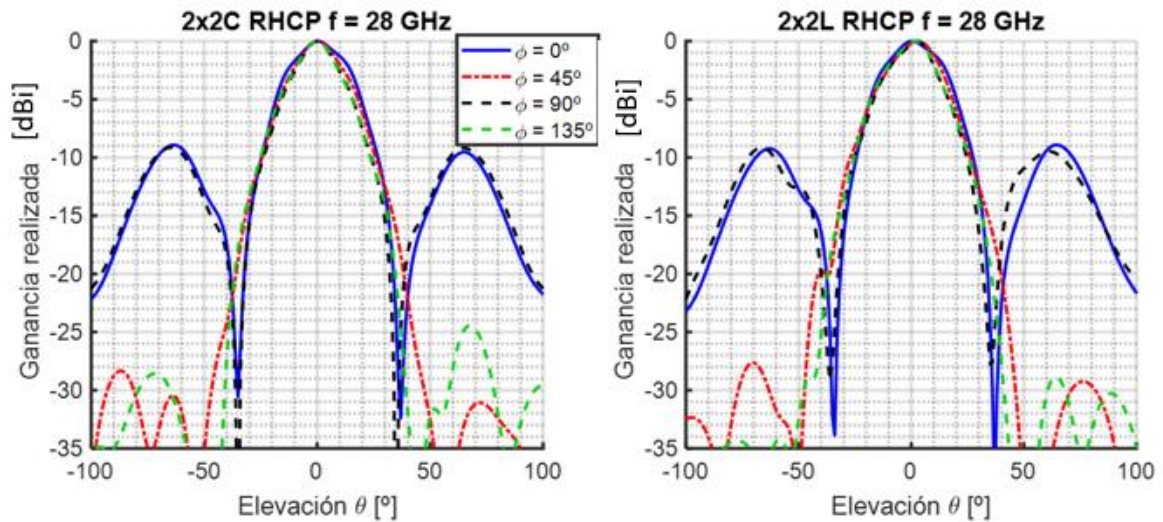
Los acoplos que se producen de una antena a otra, se observan en la Fig. 3-23. De puerto a puerto, los acoplos de la antena central a las laterales tienen un valor máximo de unos -22.5 dB, mientras que los producidos entre las antenas laterales, son irrelevantes ( $S_{23} < -30$  dB). A la vista del campo eléctrico, estos valores tienen sentido. Se puede apreciar los pines que separan unas antenas de otras dejan escapar parte del campo, en torno a -20 dB, y como parte del campo de la antena central se encuentra, en baja medida, por partes de las antenas laterales. Esto produce efectos en la adaptación, la cual a niveles generales presenta una mejora muy leve, perdiendo ligeramente algo de banda.



**Figura 3-24: Relaciones axiales (izquierda) y ganancias (derecha) de las antenas 2x2 original (2x2), central (2x2C) y lateral (2x2L).**

Los acoplos que se producen tienen un efecto directo sobre la ganancia y relación axial de las antenas (Fig. 3-24). En cuanto a la ganancia, los elementos de la antena 2x2 central sufren los acoplos por parte de las laterales, excitando estos en mayor medida y aumentando así la ganancia. De igual manera, la antena lateral sufre los acoplos de la central, obteniendo una algo mayor a la antena 2x2 original. La relación axial se ve afectada perdiendo algo de banda a 3 dB y aumentando su nivel a bajas frecuencias, pero los acoplos por parte de la antena central a la lateral logran reducir la componente a izquierdas del campo generando valores más bajos a frecuencias más altas.



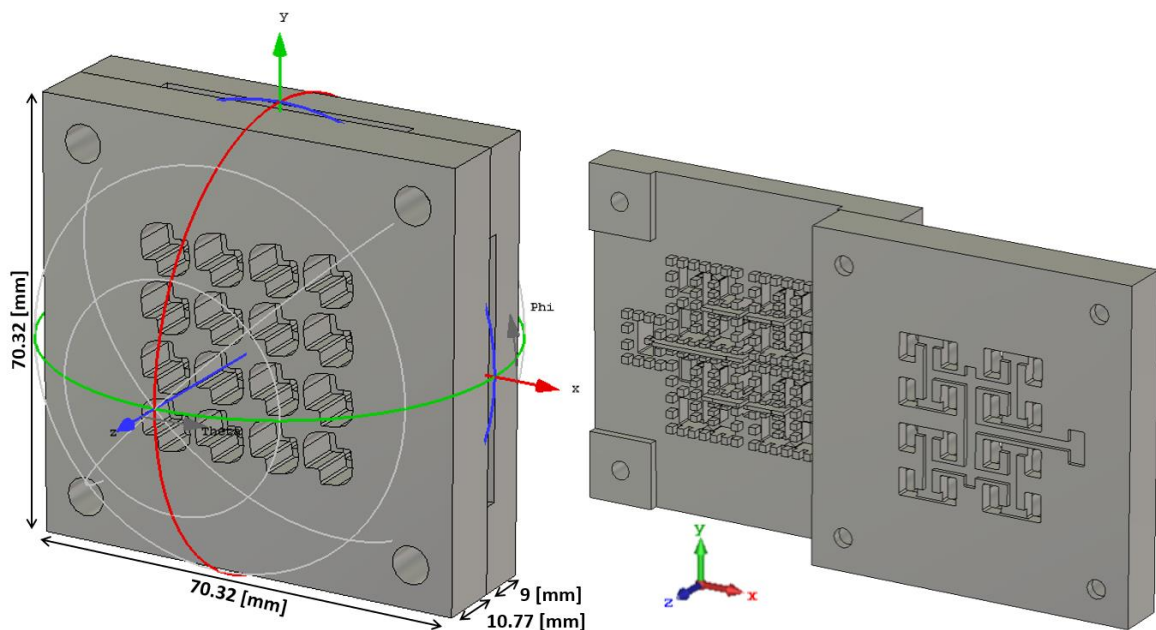


**Figura 3-25: Diagrama de radiación normalizado a 28 GHz con diferentes cortes de *azimut* de las antenas 2x2 central y lateral.**

La Fig. 3-25 muestra como la antena lateral sufre un leve desapuntamiento (unos  $3^\circ$ ) en  $\phi = 90^\circ$ ,  $\phi = 45^\circ$  y  $\phi = 135^\circ$ . Esto se debe a que dos de sus elementos (longitudinales al eje  $y$ ,  $\phi = 90^\circ$ ) están siendo afectados por acoplos directamente, modificando levemente su fase de excitación. Tal y como se explica en la sección 2.1.5 sobre el factor de array, un desfase progresivo entre elementos causa un desapuntamiento. La antena central, al estar sufriendo acoplos por ambos laterales, corrige la asimetría vista en la Fig. 3-21, y sigue apuntando correctamente a  $\theta = 0^\circ$ . Como no hay grandes cambios, no se muestra la XPD, ya que es muy similar a la Fig. 3-21.

### 3.3.2 Antena 4x4.

El siguiente paso del trabajo consiste en diseñar una antena 4x4, a partir del *subarray* 2x2 generado en la sección 3.3.1.



**Figura 3-26: Antenas 4x4 con cortes del campo lejano (izquierda), capa inferior, y la capa superior volteada (derecha)**

Esta antena tendrá su entrada en WR-28 y su correspondiente transición a RGW (dimensiones idénticas a la transición de la transición de la antena 2x2). Con el objetivo de mantener la distribución de potencia correcta necesaria para excitar todos los elementos, habrá dos nuevas divisiones de potencia nuevas, empezando por una T de RGW a GGW, seguido por divisores T de GGW a RGW (RGW entrada a los *subarrays* 2x2). Esta nueva división de potencia es muy similar a la división en H de la sección 3.2.3. Por otro lado, se han tenido que implementar unos salientes, para poder realizar los taladros de las futuras sujeciones que tendrá la antena para acoplar el conector WR28 por la parte inferior. Estos salientes están en una zona no crítica, y no modifican los resultados. En la figura 3-27 se detallan las dimensiones y zonas relevantes.

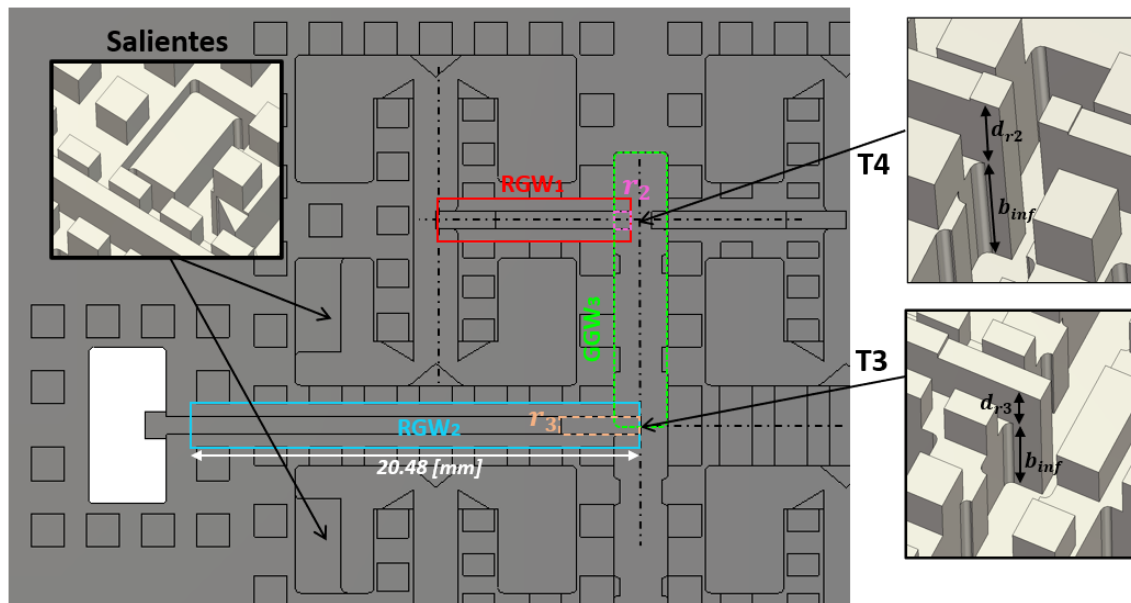


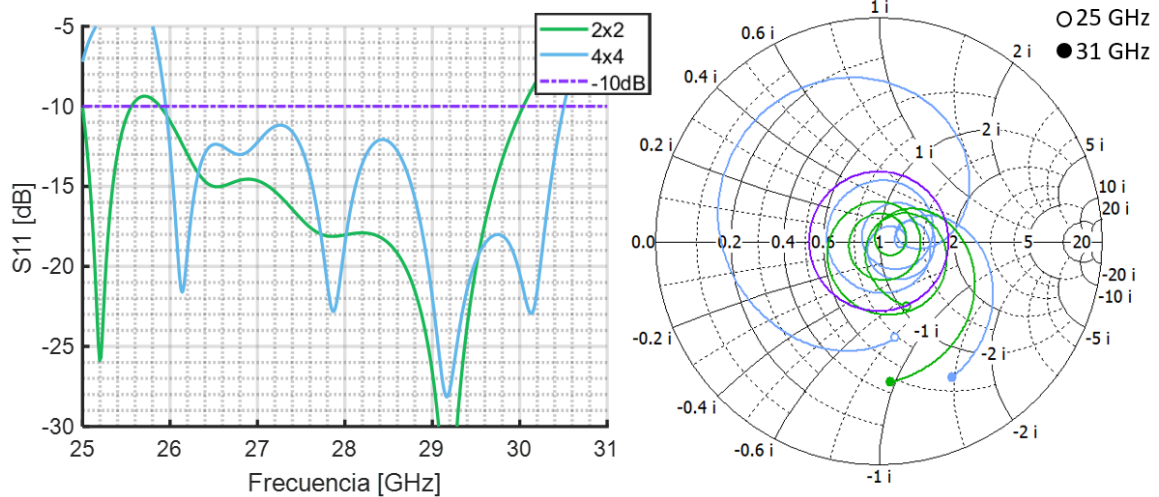
Figura 3-27: Vista superior de la placa inferior de la antena 4x4 (sección). Detalle de las discontinuidades T del nuevo divisor en H, y de los salientes introducidos.

Guía	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$b_{inf}$
RGW <sub>2</sub>	2	3	0.8	2.5	-
GGW <sub>3</sub>	2.5	3	-	-	3.8

Adaptador T3	$d_{r3}$	$s_{r3}$	$l_{r3}$	$s_c$	$l_c$	$k_c$
[mm]	2.25	0.8	3.65	0.3	1.1	3

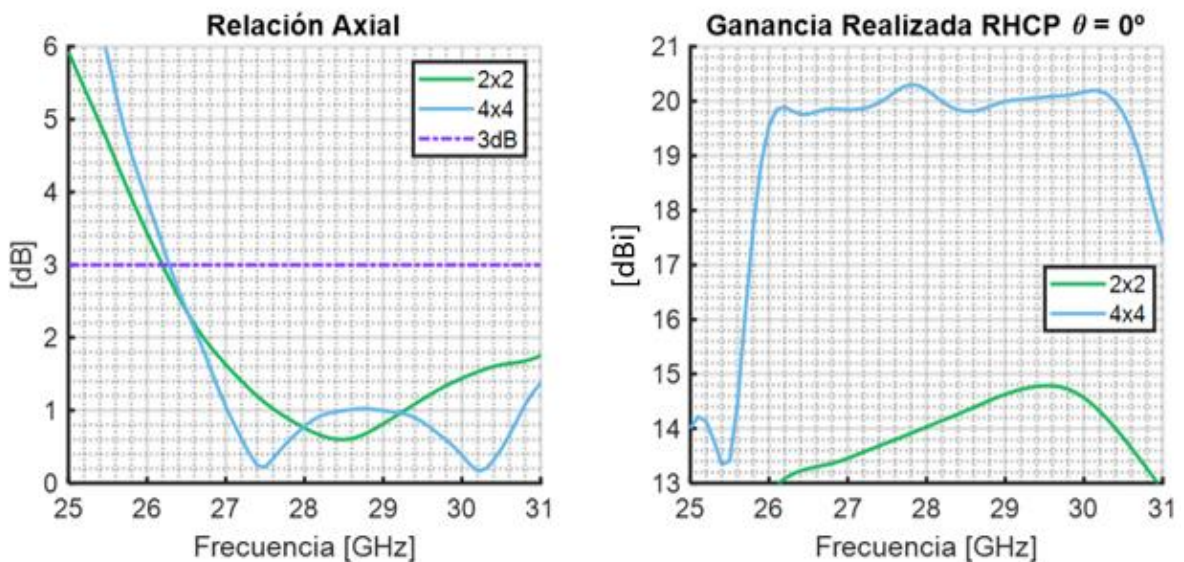
Adaptador T4	$d_{r2}$	$s_{r2}$	$l_{r2}$	$s_c$	$l_c$	$k_c$	$k_g$	$l_i$
[mm]	2.6	0.8	0.75	0.3	0.8	2	3.1	0.5

Tabla 3-8: Dimensiones del divisor H y las nuevas guías utilizadas en la antena 4x4, en [mm]



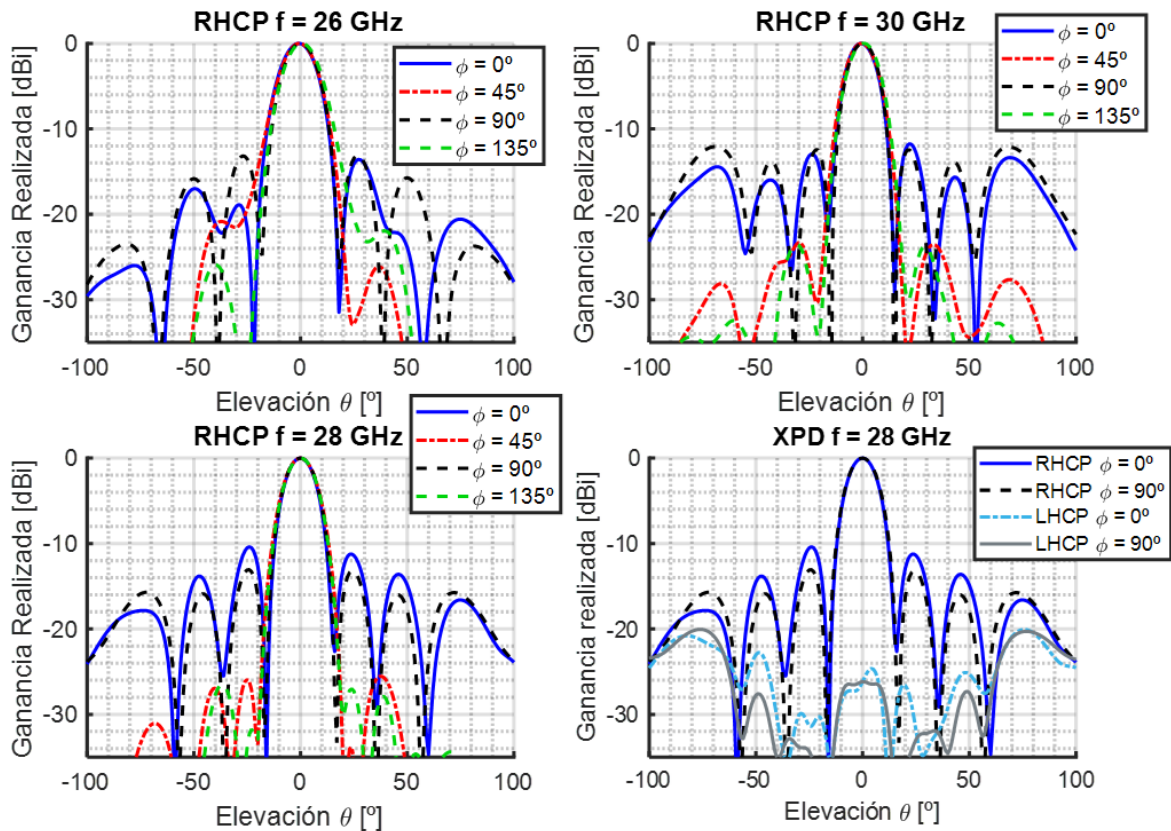
**Figura 3-28: Adaptación de la antenna 2x2 Vs. Antenna 4x4. Amplitud y carta de Smith.**

La incertidumbre que producen los acoplos entre guías empiezan a afectar el nivel general de la adaptación. Aunque la adaptación se efectúa de manera correcta, el nivel general de esta empieza a elevarse. Sin embargo, se obtiene un ancho de banda porcentual mayor por debajo de -10 dB de un 16.12% (Fig. 3-28).



**Figura 3-29: Relación axial y ganancia en función de la frecuencia de la antenna 2x2 Vs. 4x4**

La Fig. 3-29 muestra como la relación axial de la antenna 4x4 mejora en nivel respecto a la antenna 2x2, con unos niveles óptimos en gran parte de la banda pero sin perder casi ancho de banda por debajo de 3 dB. Esto podría explicarse entendiendo las ventajas de los acoplos en el apartado 3.3.1.1 para antenas en los laterales, aplicados de forma simétrica a los cuatro *subarrays* 2x2, y en ambos ejes. Por otro lado, la ganancia de la antenna 4x4 se nivela a lo largo de la frecuencia en función de la relación axial y el nivel de adaptación, aumentando unos 6 dBi (4 veces mayor,  $10 \log(4)$ ) respecto a la antenna 2x2.

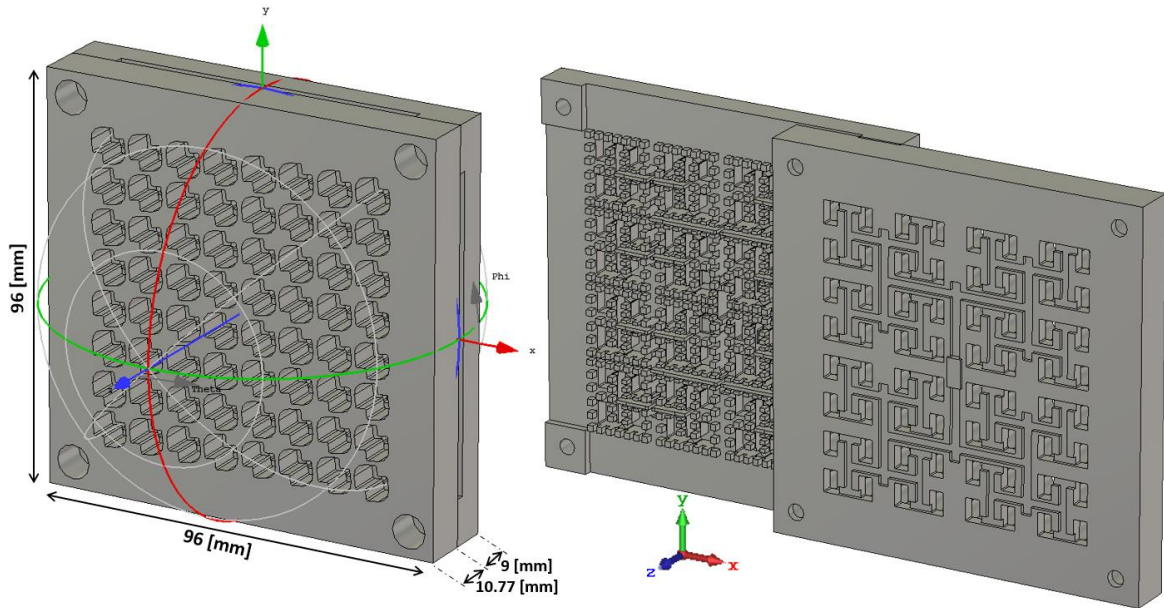


**Figura 3-30: Diagrama de radiación normalizado a 26, 28 y 30 GHz con diferentes cortes de *azimut* de la antena 4x4. Rechazo de la contrapolar a 28 GHz en  $\phi = [0^\circ, 90^\circ]$**

En cuanto al diagrama de radiación (Fig. 3-30), se observan características similares a las que ocurrían en la antena 2x2. Además, a frecuencias bajas, se detecta un desapuntamiento, como sucedía en antenas 2x2 con acoplos laterales. Lógicamente, la antena 4x4 está sufriendo dichos acoplos. En este caso, ya se aprecian los *grating lobes* a 30 GHz, producto de la separación elevada entre elementos. Como es de esperar, el ancho de haz de ha reducido, y los lóbulos secundarios tienen un nivel inferior. Por otro lado, vemos la evolución angular del rechazo a la componente contrapolar, y esta sigue siendo elevada en todo el ancho de haz, de aproximadamente, de unos  $15^\circ$ . Esto garantiza que la relación axial angularmente se mantiene, y que se sigue obteniendo polarización circular.

### 3.3.3 Antena 8x8 final.

Finalmente, se llega a la última etapa de diseño y el objetivo de este TFM, que es elaborar la antena 8x8 final. Gracias a los pasos previos, esta consiste en unir debidamente las antenas 4x4.



**Figura 3-31: Antena 8x8 con cortes del campo lejano. Capa inferior y superior volteada.**

No obstante, un gran obstáculo que se encontró fue cómo y dónde colocar la entrada de la alimentación WR28. Lógicamente, esta sería por la placa inferior, y por no aumentar las dimensiones de la antena, preferiblemente se quería colocar entre los elementos radiantes. Se observó que la cavidad WR28 debía estar en la misma orientación que las cavidades radiantes, ya que de forma perpendicular, no entraría en ningún caso (con los pines necesarios para aislar la transición), tal y como dictan las restricciones del apartado 3.1.2. Finalmente se optó por colocar la entrada en el centro de la antena. De esta forma, se entra adaptando esta transición-divisor WR28-GGW y se obtendría la división de potencia correcta en amplitud y fase. Se descartó colocar la entrada en otra posición, ya que aumenta la distancia a recorrer añadiendo una guía RGW que llegue desde las GGW a la entrada y una división de potencia adicional a la transición RGW-WR28. Estos factores se consideró que afectarían negativamente a la adaptación.

Una vez determinada la posición de entrada, el siguiente paso fue determinar una estructura que fuera capaz de adaptar esta transición WR28-GGW. En otros estudios, se realizan entradas de guía de onda a RGW [9,10,18], o de guía a GGW en plano H [6-8], pero en esta ocasión, tenemos una entrada peculiar. En este trabajo, se plantea la estructura de la Fig. 3-32 como transición/divisor de potencia de guía rectangular a GGW en plano E. En dicha estructura vemos como el surco de entrada tiene las dimensiones de una guía WR28 (Tabla 3-4). En la placa inferior, se hace una transición escalonada hacia la guía GGW. Por otro lado, se ha realizado un saliente con las dimensiones de la WR28 y con una extensión,  $h_{wr}$ , el cual ayuda de manera significativa a la adaptación de la entrada. Por otro lado, se han tenido que realizar unos salientes en 4 puntos de la estructura, para colocar los tornillos de sujeción del conector WR28, sin que estos interfieran en la estructura donde se propaga el campo eléctrico. Una opción era aumentar el perfil de la placa inferior, pero se decidió realizar los salientes ya que no afectaban en absoluto al comportamiento global de la antena 8x8. Después de la transición de entrada, queda la división de potencia en T (T5) a cada uno

de los *subarrays* 4x4. Para ello, se sigue la estructura que se ha empleado hasta ahora para los divisores GGW-RGW.

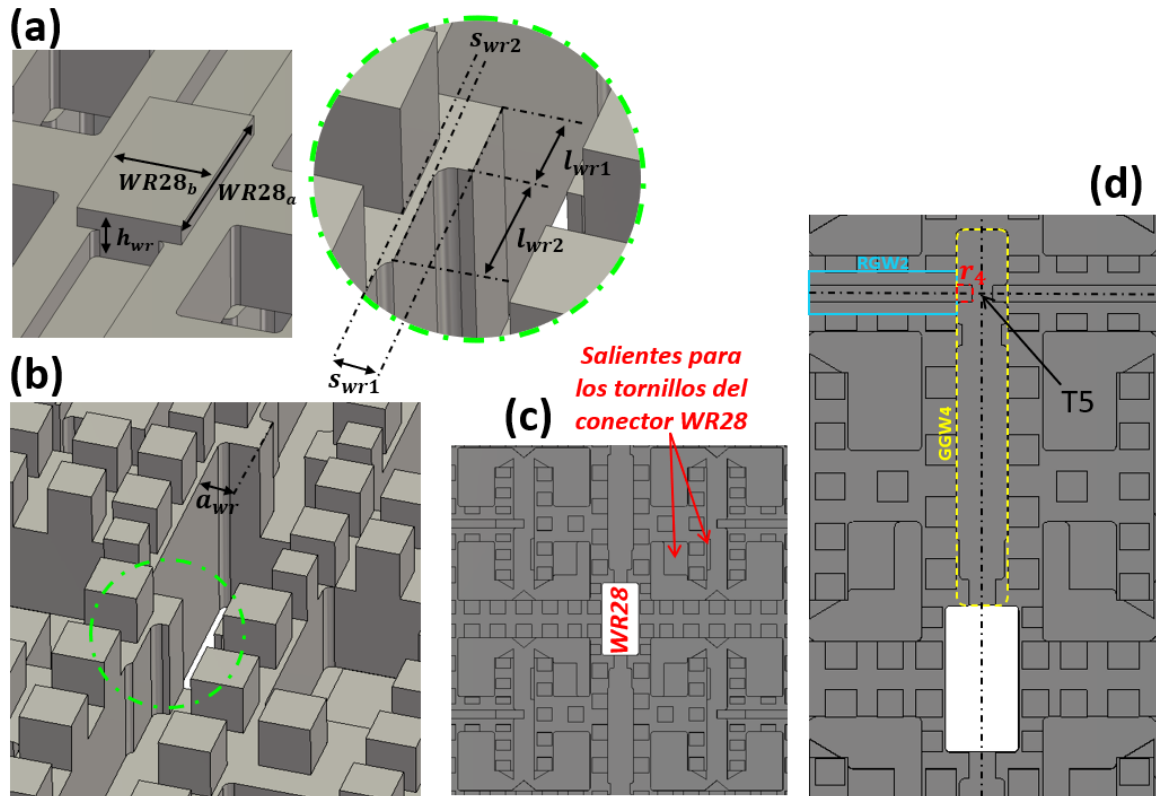


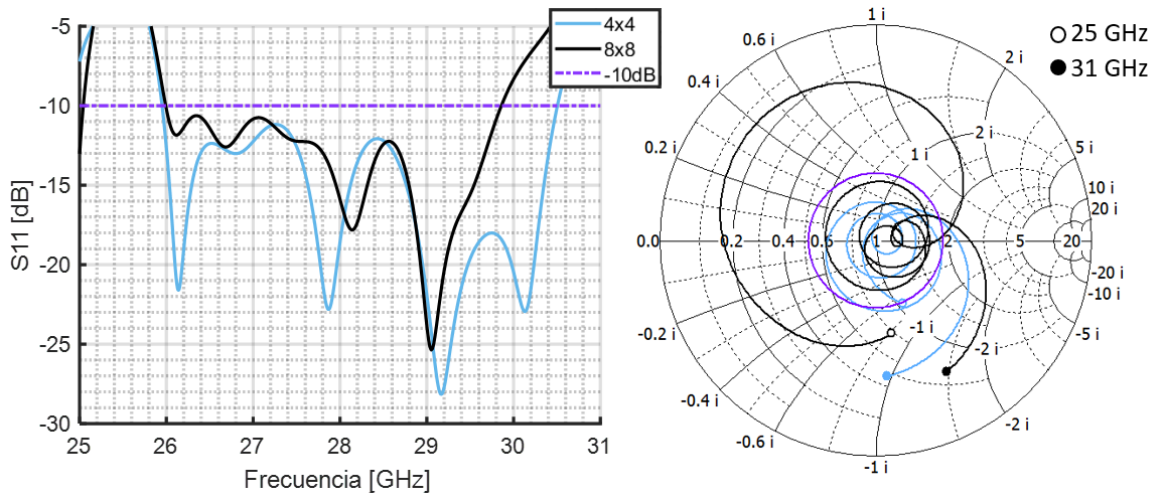
Figura 3-32: Transición de entrada WR28 en el centro de la antena 8x8. Detalle a la estructura de la placa superior (a), placa inferior en la zona escalonada con dimensiones (b), zona de entrada vista superior (c) y divisor de potencia GGW-RGW

	$h_{wr}$	$a_{wr}$	$s_{wr1}$	$s_{wr2}$	$l_{wr1}$	$l_{wr2}$
[mm]	1.7	1.13	0.45	0.15	1.25	1.9

Guía	$a$	$b$	$s$	$d_r$	$b_{inf}$
GGW <sub>4</sub>	2.5	3	-	-	3.8

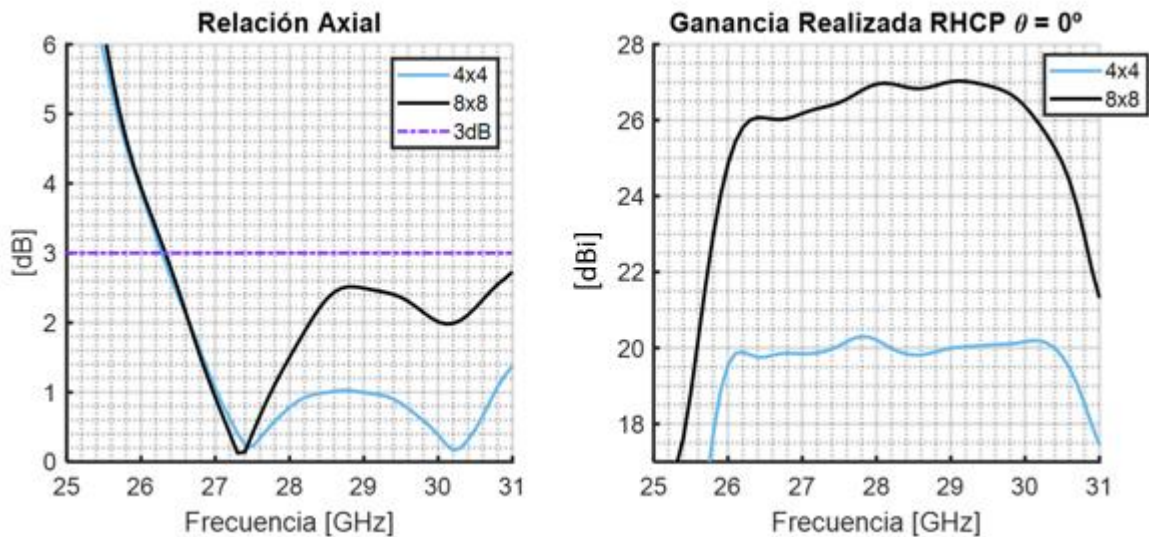
Adaptador T5	$d_{r5}$	$s_{r5}$	$l_{r5}$	$s_c$	$l_c$	$k_c$	$k_g$	$l_i$
[mm]	2.25	0.8	0.75	0.3	1	2	3.1	0.5

Tabla 3-9: Dimensiones significativas de la transición de entrada WR28 a GGW de la antena 8x8 final, adaptador T5 y guías nuevas, en [mm].



**Figura 3-33: Adaptación de la antena 4x4 Vs. Antena 8x8. Amplitud y carta de Smith**

Gracias al buen diseño de los adaptadores, y la transición planteada, la antena 8x8 logra un comportamiento similar en adaptación a la antena 4x4, y se mantiene por debajo de -10 dB en casi toda la banda deseada, de 26-29.8 GHz (Fig. 3-33). A pesar de perder ancho de banda de trabajo respecto a la antena 4x4, este sigue siendo muy competente, logrando un 13.6%.



**Figura 3-34: Relación Axial y ganancia realizada en *broadside* a derechas en función de la frecuencia de la antena 8x8 Vs. Antena 4x4**

Los resultados de la Fig. 3-34 muestran como lógicamente al cuadruplicar el número de elementos, de 16 a 64, la ganancia a nivel general aumenta unos 6-7 dBi. No obstante, la relación axial, empeora a niveles generales con respecto a la antena 4x4. Esto se debe fundamentalmente a los acoplos producidos, cada vez más relevantes por la complejidad de la red, creando diferentes excitaciones (en especial en los elementos centrales), generando una mayor componente contrapolar (a izquierdas). A pesar de mantenerse por debajo de 3dB en prácticamente toda la banda deseada, esto hará que la antena presente unas pérdidas de polarización mayores. En [20] se planteó una relación entre la polarización de una antena receptora, otra transmisora, y las pérdidas de polarización que se obtendrían. En este trabajo se ha creado la Fig. 3-35 basado en este estudio, donde se muestra la relación axial de unas antenas 1 y 2 (receptora-transmisora o viceversa) y las pérdidas de polarización asociadas a un tipo de onda transmitida deseada.

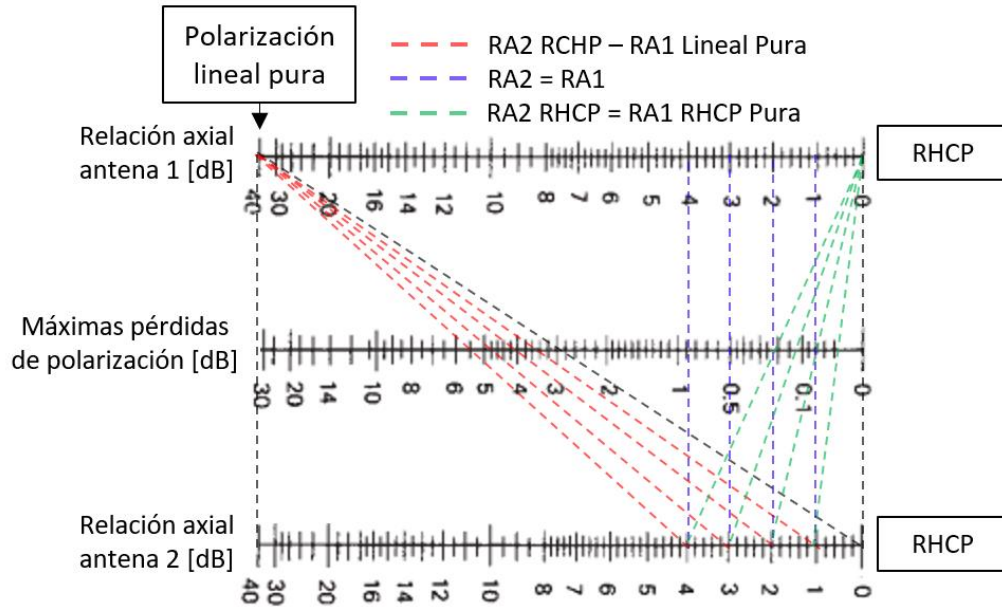


Figura 3-35: Pérdidas de polarización máximas en función de la relación axial de dos antenas [20]

RA1 \ RA2	0 dB	1 dB	2 dB	3 dB	4 dB	40 dB
0 dB	0 dB	0.02 dB	0.06 dB	0.125 dB	0.2 dB	3 dB
1 dB	0.02 dB	0.06 dB	-	-	-	3.4 dB
2 dB	0.06 dB	-	0.125 dB	-	-	4 dB
3 dB	0.125 dB	-	-	0.5 dB	-	4.8 dB
4 dB	0.2 dB	-	-	-	0.9 dB	5.5 dB
40 dB	3 dB	3.4 dB	4 dB	4.8 dB	5.5 dB	30 dB

Tabla 3-10: Pérdidas de polarización máximas en función de la relación axial de dos antenas.

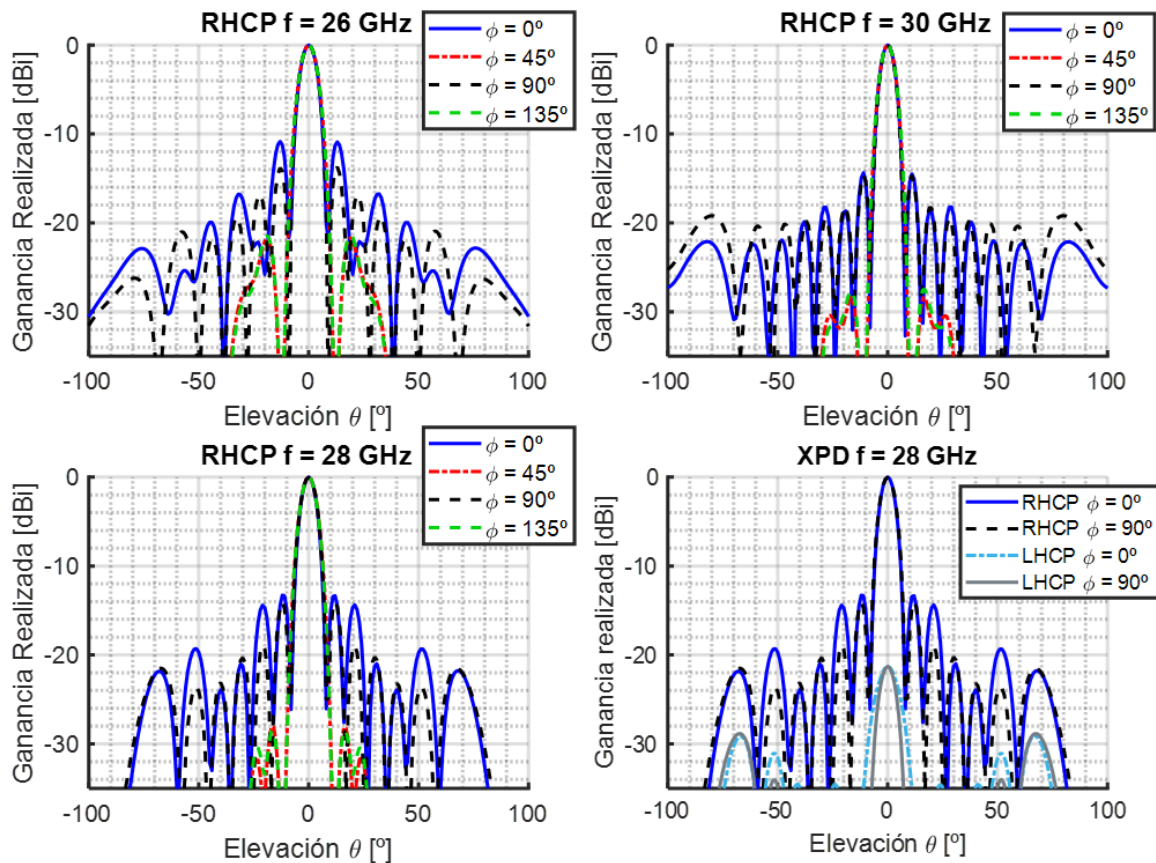
En la tabla 3-10 se resumen las pérdidas de polarización máximas de la Fig. 3-35. En el escenario SATCOM, un satélite podría recibir, en el peor de los casos, una polarización lineal pura (rojo). Una relación axial de 0 dB implica una polarización circular pura, e implica perder el 50% de la onda (3 dB) de una polarización lineal pura. Tanto la antena 4x4 como la antena 8x8 a 26 GHz tienen 4 dB de polarización, lo que implicaría perder aproximadamente un 72 % de la señal. Por lo general este caso no se busca, pero por los efectos atmosféricos sobre las ondas electromagnéticas, se podría dar. En el rango de 27 a 31 GHz, la antena 4x4 oscila entre 0-1 dB de relación axial, lo que implican unas pérdidas en el caso peor de un 50-54% (3-3.4 dB). La antena 8x8 oscila en esta banda entre 0-3dB de relación axial, y en el caso peor, implicaría unas pérdidas del 50-66% (3-4.8 dB). La antena 8x8 tiene unos 6-7 dBi más de ganancia, y podría implicar entonces unos 1.4 dB más pérdidas de polarización en el peor de los casos respecto a la antena 4x4. En el peor de los casos la antena 8x8 ganaría 4.6 dBi (unas 3 veces más) más que la antena 4x4. En este escenario, la antena 8x8 sería una mejor opción. En los escenarios donde se comunican antenas idénticas (azul), como la interconexión entre satélites, o si se trata de una polarización circular en el mismo sentido pura (verde), las pérdidas son mucho menores, y se puede considerar de nuevo una mejor opción la antena 8x8, por su ganancia aproximadamente 4 veces mayor. No obstante, la decisión de escoger una antena u otra, dependerá de las necesidades del enlace en las que se apliquen.





**Figura 3-36: Nivel de rechazo de la componente contrapolar de una antena con polarización circular. [20]**

Por otro lado, una relación axial no solo implica unas pérdidas de polarización, sino también un menor rechazo a señales indeseadas. En este caso, las antenas tienen polarización a derechas, y en 26 GHz, con una relación axial de 4 dB, implicaría que la componente a izquierdas tuviera un nivel de radiación unos 13 dB inferiores para las antenas 4x4 y 8x8. Por lo general, tales niveles pueden ocasionar tener que lidiar con interferencias provocadas por el nivel de la componente contrapolar. La antena 4x4 tiene un rechazo mucho mayor en toda la banda, pero la antena 8x8 presenta, como mínimo, 3 dB de relación axial, que según la Fig. 3-36 implican unos 15.5 dB de rechazo, un nivel aceptable.



**Figura 3-37: Diagrama de radiación normalizado a 26, 28 y 30 GHz con diferentes cortes de *azimut* de la antena 8x8 final. Rechazo de la contrapolar a 28 GHz en  $\phi = [0^\circ, 90^\circ]$**

La antena final tiene una peculiaridad, y es que al contrario que la 2x2 y 4x4, es completamente simétrica, trasladándose esto a los diagramas de radiación (Fig. 3-37). Al tener ya los 64 elementos, para la frecuencia de diseño (28 GHz) se obtienen los  $-13$  dBi de SLL del factor de *array*, degradándose a frecuencias bajas. El ancho de haz es menor,

rondando entre  $7.5-8^\circ$ , y el apuntamiento, en cualquier caso, es correcto, a  $\theta = 0^\circ$ . Por otro lado, a pesar de que se ha hecho un estudio de las pérdidas de polarización y el rechazo a la contrapolar que se obtendría en broadside, en la Fig. 337 se destaca de nuevo un rechazo a la polarización a izquierdas muy elevada en todo el ancho de haz, garantizando en él una buena relación axial.

Como conclusión de la etapa de diseño, se ha podido ir comprobando progresivamente como se han empleado técnicas de adaptación y transición entre guías muy efectivas, hasta llegar a una antena SATCOM 8x8 de altas prestaciones. Esto implica alta ganancia (máxima de 27 dBi), polarización circular (Relación Axial  $< 3\text{dB}$ ) a partir de 26.3 GHz, cubriendo casi toda la banda deseada, y una adaptación por debajo de -10 dB de 26 a 29.8 GHz, implicando un ancho porcentual muy elevado para comunicaciones SATCOM, de un 13.6 %. Esta antena multicapa tiene unas dimensiones finales de  $96 \times 96 \times 19.77$  [mm], siendo una antena de dimensiones y perfil bajos (Fig. 3-31).

## **4 Integración, pruebas y resultados**

Este apartado tiene el objetivo de comprobar el correcto funcionamiento de los diseños planteados en el capítulo 3 en simulación, con las medidas realizadas de los modelos fabricados. Se detallarán el proceso de medida, y aquellas diferencias que se puedan encontrar, teniendo en cuenta que las simulaciones han sido realizadas con aluminio (con pérdidas disipativas), y los diseños han sido fabricados por mecanizado con aluminio mediante la técnica HSM (“*High Speed Machining*”). El mecanizado de alta velocidad, es una de las tecnologías modernas que, en comparación con el corte convencional, permite aumentar la eficiencia, la precisión y la calidad de las piezas, al mismo tiempo, reducir los costos y el tiempo de mecanizado. En este TFM era un aspecto crucial la precisión, ya que hay cambios de grosores, alturas, y espacios milimétricos y con precisiones necesarias de decenas de micras.

### **4.1 Prototipos en RGW y GGW enterradas**

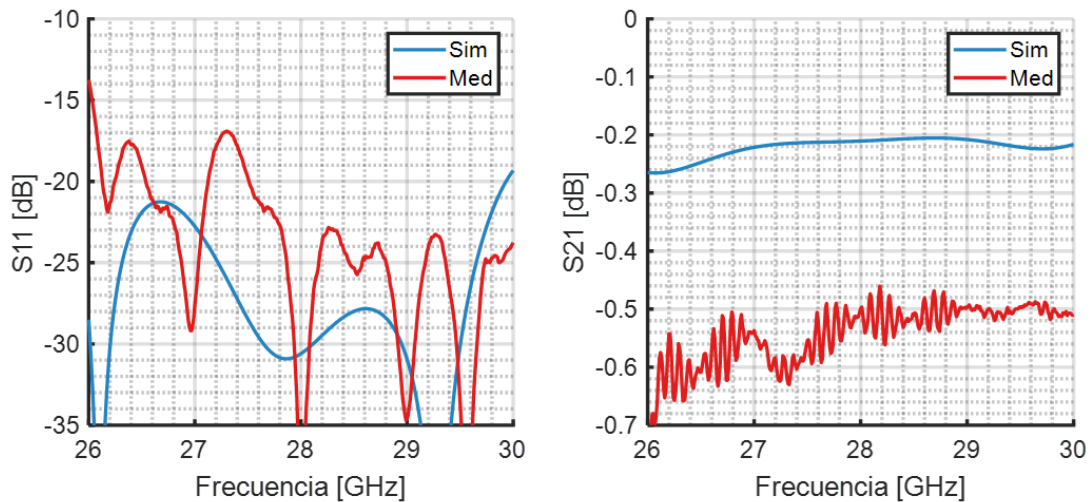
El primer paso en fabricación, integración y medida realizado en este TFM ha sido de los prototipos de circuitos en RGW y GGW enterradas (sección 3.2). Los objetivos principales es estudiar los resultados de adaptación y transmisión, corroborando una correcta distribución en amplitud y fase a los puertos. Los puertos de entrada-salida son WR28, y se usan conectores WR28-coaxial, para realizar las conexiones al analizador de redes. Los cables coaxiales son calibrados previamente antes de realizar las medidas. Las dimensiones de los taladros de los conectores utilizados, así como otras dimensiones relevantes de los diseños (taladros para unión de capas, por ejemplo) de esta sección se encuentran en los anexos B.1-B.3.

#### **4.1.1 Guía RGW**

Esta guía en RGW enterrada es la diseñada en la sección 3.2.1. Como es lógico, el diseño ha sido preparado para su fabricación y medida, añadiendo los taladros necesarios para la sujeción entre placas, y de los *flanges* o rebordes de los conectores WR28. Se conectan los puertos, y se miden sus parámetros S. En la Fig. 4-1 se aprecia la topología RGW enterrada planteada en este TFM.



**Figura 4-1: Guía RGW fabricada en aluminio.**

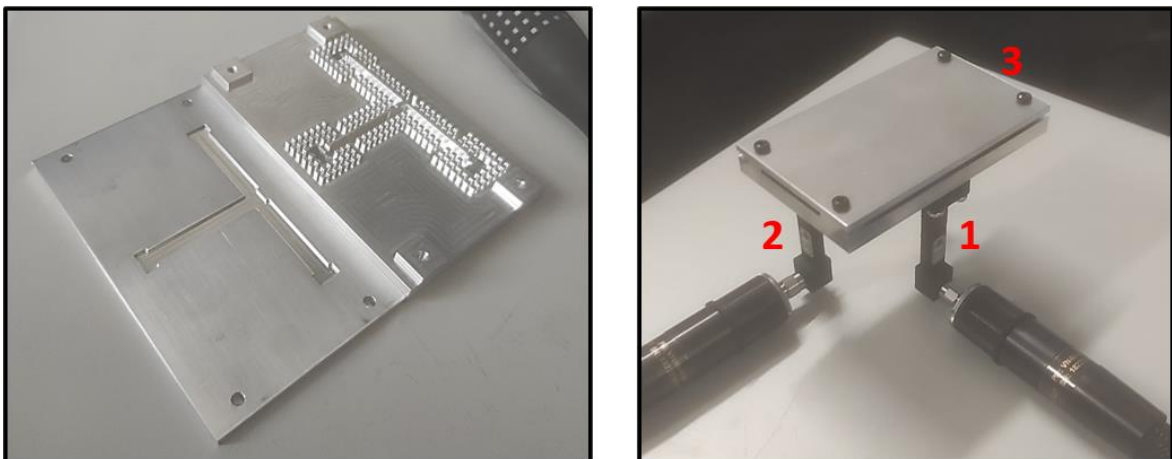


**Figura 4-2: Adaptación y transmisión medidas de la guía RGW frente a su simulación**

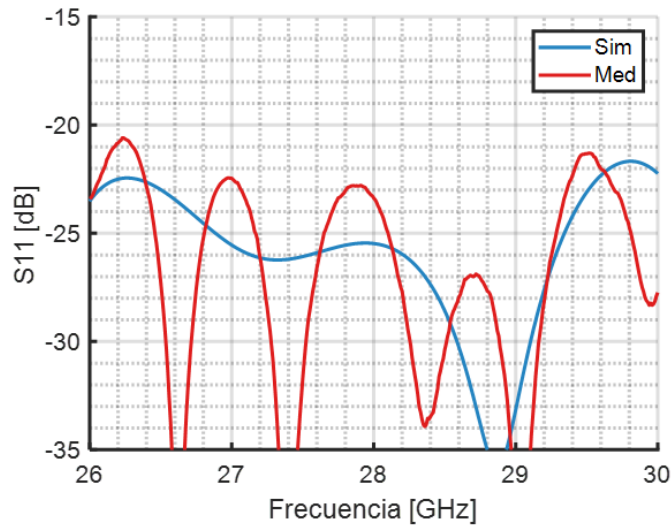
La adaptación, a pesar de tener un aspecto aparentemente dispar, tiene un muy buen nivel. Como podemos apreciar en la Fig. 4-2, la adaptación se mantiene por debajo del umbral de -20 dB prácticamente en la totalidad de la banda. A pesar que los coaxiales han sido calibrados, las medidas tienen en cuenta las transiciones WR28-coaxial empleadas. Esto puede hacer que la adaptación cambie levemente, con nuevas resonancias. Por otro lado, en simulaciones ya se nos perdían unos 0.2 dB por las pérdidas disipativas del aluminio, pero nos encontramos con un nivel unos 0.3 dB inferior, posiblemente producto de pérdidas de inserción en los conectores, las cuales típicamente están entre 0.3 dB y como máximo en 0.5 dB.

#### 4.1.2 Divisor de potencia en T RGW-GGW

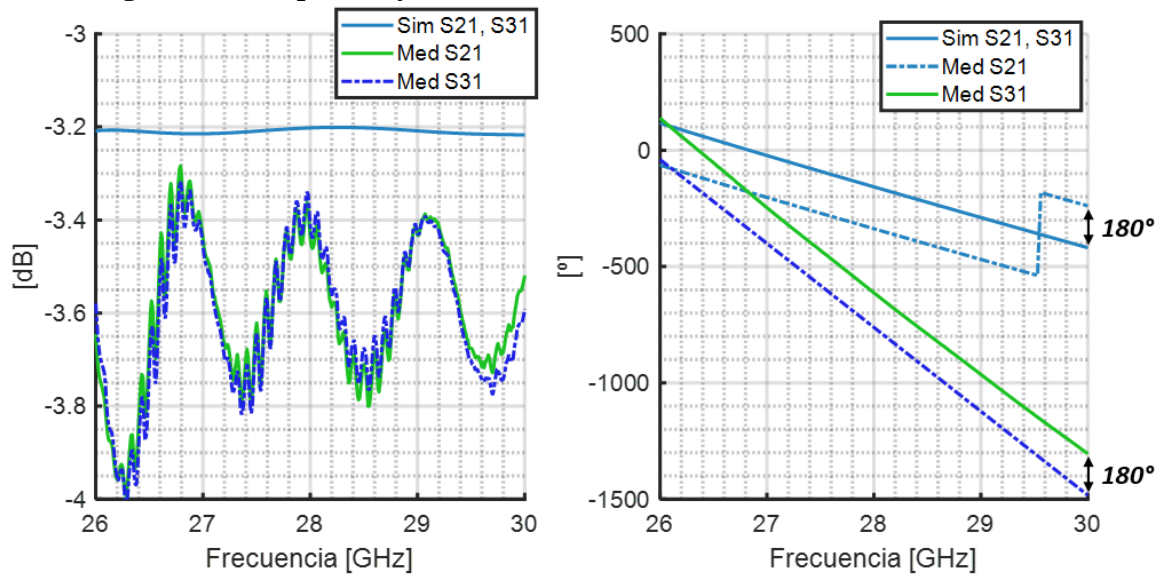
Esta medida corresponde al diseño del divisor de potencia en T, de RGW a RGW, de la sección 3.2.2, y se siguen las mismas premisas que en la medida de la guía RGW: conectores WR28, taladro para los tornillos...



**Figura 4-3: (a) Divisor de potencia en T RGW-RGW fabricado en aluminio. (b) Configuración de medida de transmisión entre puertos 1 y 2**



**Figura 4-4: Adaptación y del divisor en T RGW-RGW frente a su simulación**



**Figura 4-5: Adaptación y transmisión medida del divisor en T RGW-RGW frente a su simulación**

En este caso, la adaptación medida en diferentes configuraciones, es similar a la obtenida en las simulaciones (Fig. 4-4). La transmisión en amplitud presenta un comportamiento similar al tramo recto, asumiendo las pérdidas del conector, y se aprecia un rizado mayor. En este tipo de circuitos, donde hay tantas transiciones, es común que se genere algo de onda estacionaria, provocando un rizado en transmisión (Fig.4-5). La fase, presenta los 180° de desfase entre puertas esperado.

### 4.1.3 Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW

El siguiente modelo que se pone a prueba es el divisor en H, RGW-GGW-RGW, de la sección 3.2.3. Se siguen las mismas pautas seguidas en las medidas anteriores.

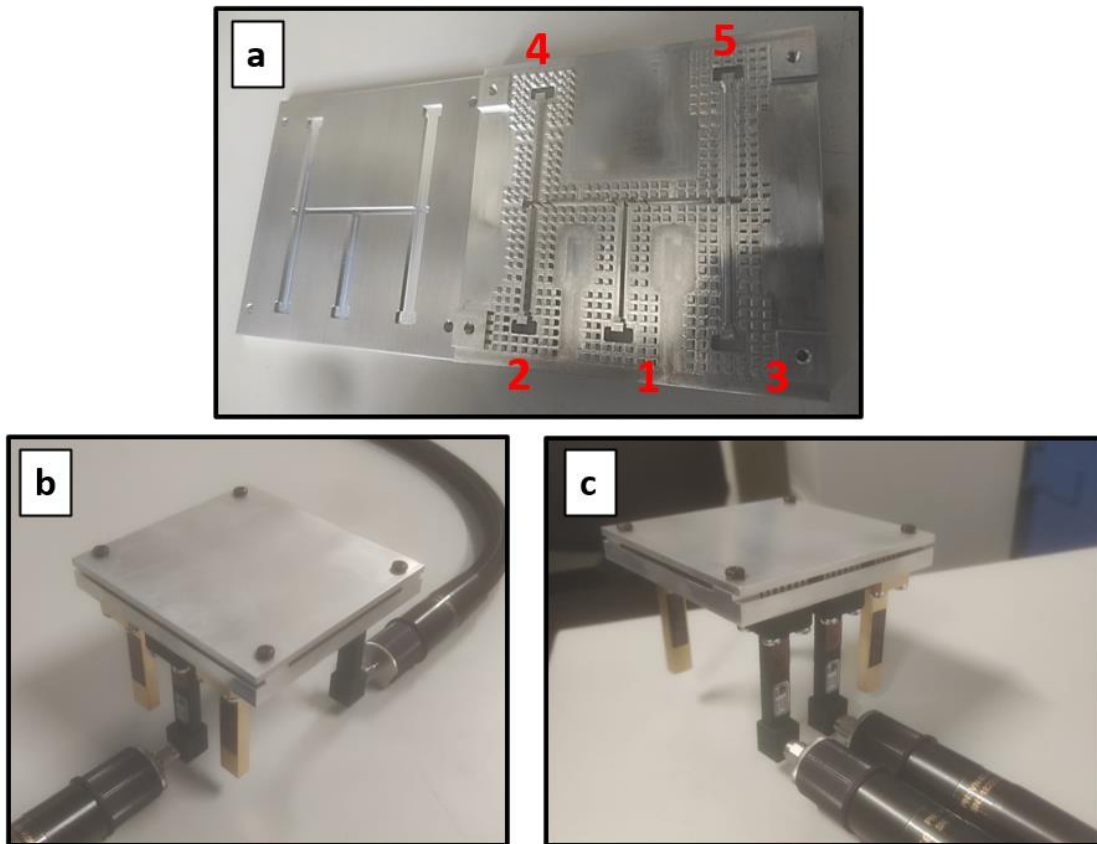


Figura 4-6: (a) Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW fabricado en aluminio, (b) configuración de medida entre P1 y P5, y (c) entre P1 y P2.

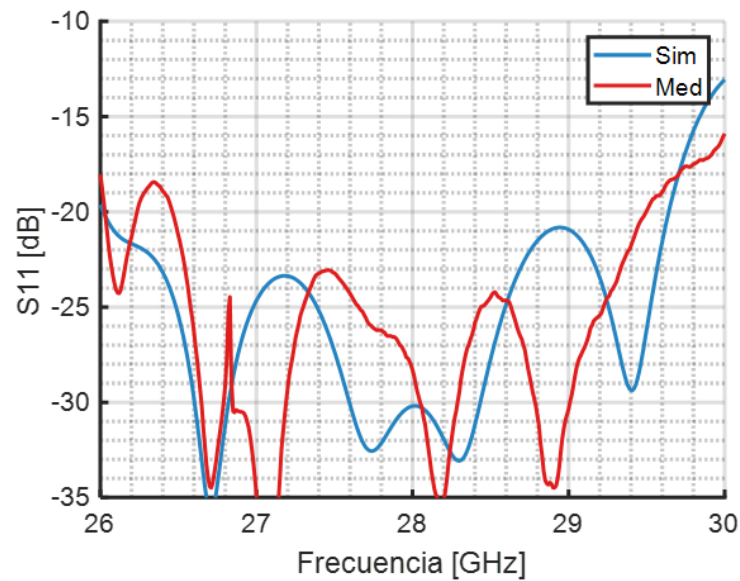
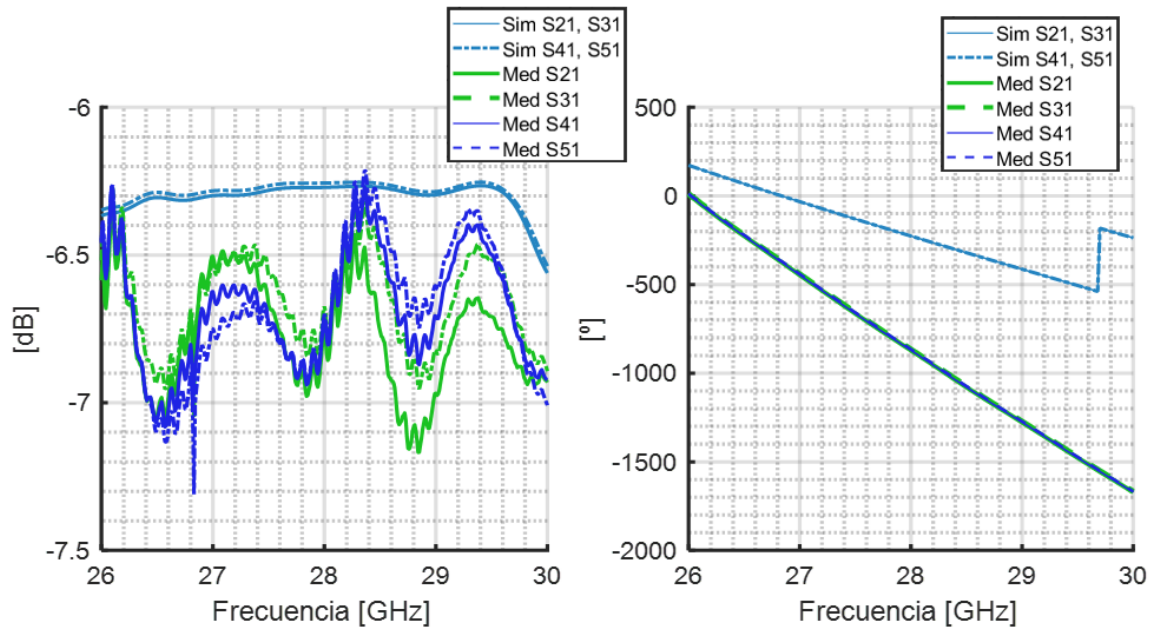


Figura 4-7: Adaptación medida del divisor en H RGW-GGW-RGW frente a su simulación



**Figura 4-8: Transmisión medida del divisor en H RGW-GGW-RGW frente a su simulación**

La adaptación medida se asemeja nuevamente a la simulación, teniendo parecidos razonables en sus resonancias máximas en cualquier configuración medida (Fig. 4-7). La amplitud de la transmisión como era de esperar, presenta algunas pérdidas, posiblemente por los adaptadores, y nuevamente un rizado en transmisión (Fig. 4-8). En este caso y como era de esperar, no existe desfase en el campo recibido por las puertas 2 y 3. Este divisor en especial, es la pieza fundamental (de manera similar) a los divisores H de las antenas planteadas. Gracias a estas medidas, podemos estimar que el uso de las guías, topología, divisores, adaptadores y transiciones presentadas durante el transcurso del trabajo, son aplicables y válidos.

## 4.2 Medidas de antena

Después de comprobar el funcionamiento de los circuitos de división de potencia, en especial el divisor H (pieza fundamental de las antenas), se han realizado la fabricación, integración y medida de las antenas planteadas a lo largo de la sección 3.3. Se siguen las mismas premisas que en los circuitos, colocando correctamente los taladros de los conectores WR28 en las entradas. De nuevo, se ha usado el analizador de redes con los cables coaxiales correctamente calibrados, pero sin calibrar el conector WR28-coaxial. Las dimensiones fundamentales de las antenas (tamaño íntegro, taladros de unión de capas), así como las dimensiones de los taladros de los conectores, se encuentran en los anexos B.4-B.7.

### 4.2.1 Antena 2x2

La antena 2x2 es la primera pieza planteada y estudiada. Es una de las zonas más críticas, por la cantidad de acoplos que se producen en un área reducida por los escasos pines que confinan las guías.

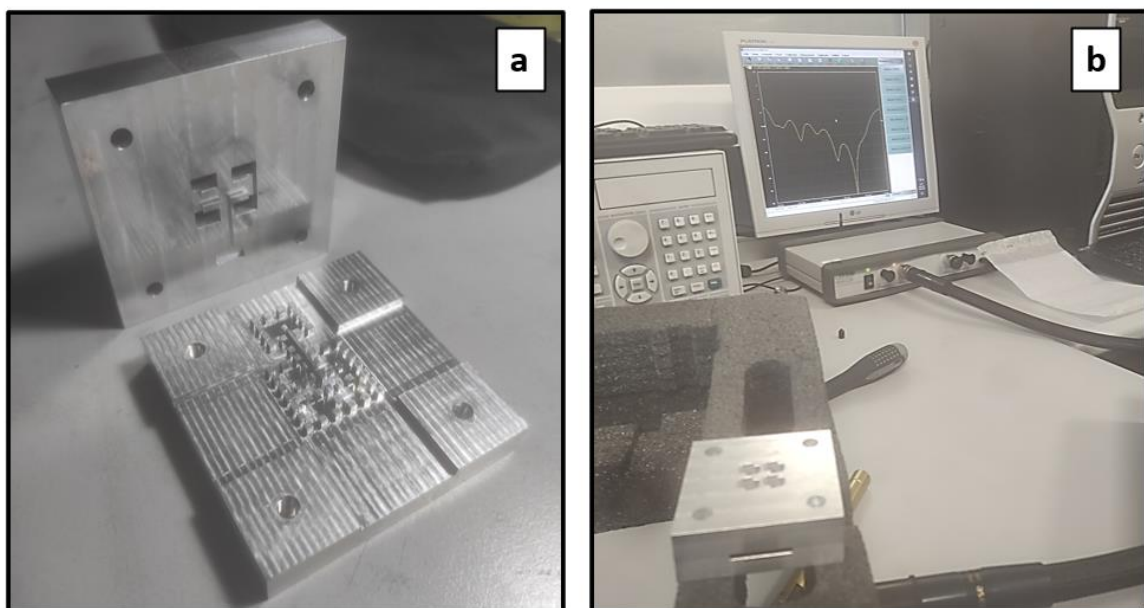


Figura 4-9: (a) Antena 2x2 fabricada en aluminio, (b) configuración de medida de adaptación

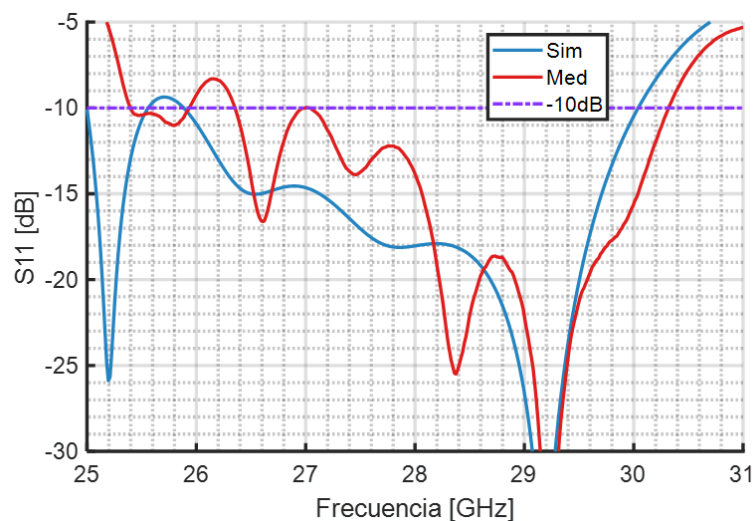


Figura 4-10: Adaptación de la antena 2x2 medida Vs. Simulación



Se observa que el número de resonancias coinciden con la simulación, pero el nivel general de adaptación empeora en nivel general, además se sufrir un desplazamiento a frecuencias superiores (Fig. 4-10). Se observa un “doble montículo” alrededor de 27 GHz. Esto posiblemente surja por no haber calibrado la entrada WR28-coaxial, y está produciendo una pérdida de adaptación no deseada. El ancho de banda porcentual en adaptación ( $S_{11} < -10$  dB) pasa de un 14.8% (25.9 a 30.05 GHz) en simulación, a un 13.75 % (de unos 26.4 a 30.3 GHz), reduciendo la banda de trabajo real de la antenna.

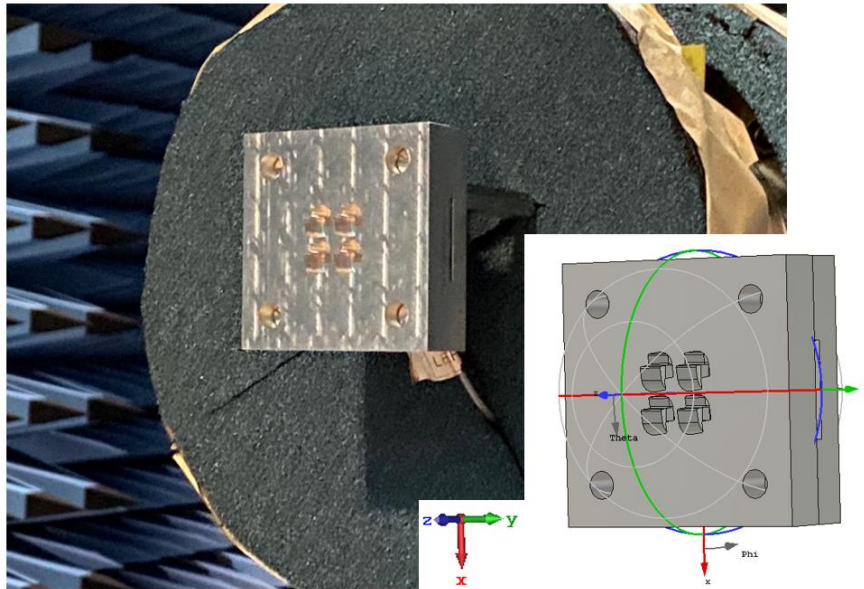


Figura 4-11: Colocación de la antenna 2x2 en cámara anecoica y ejes del campo.

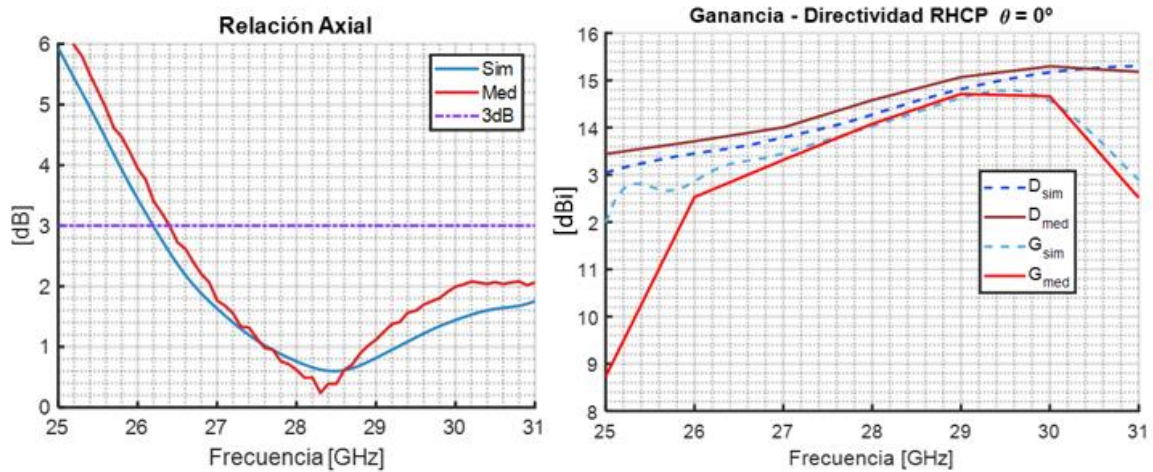


Figura 4-12: Relación axial y ganancia-directividad en *broadside* de la antenna 2x2. Medida Vs. Simulación

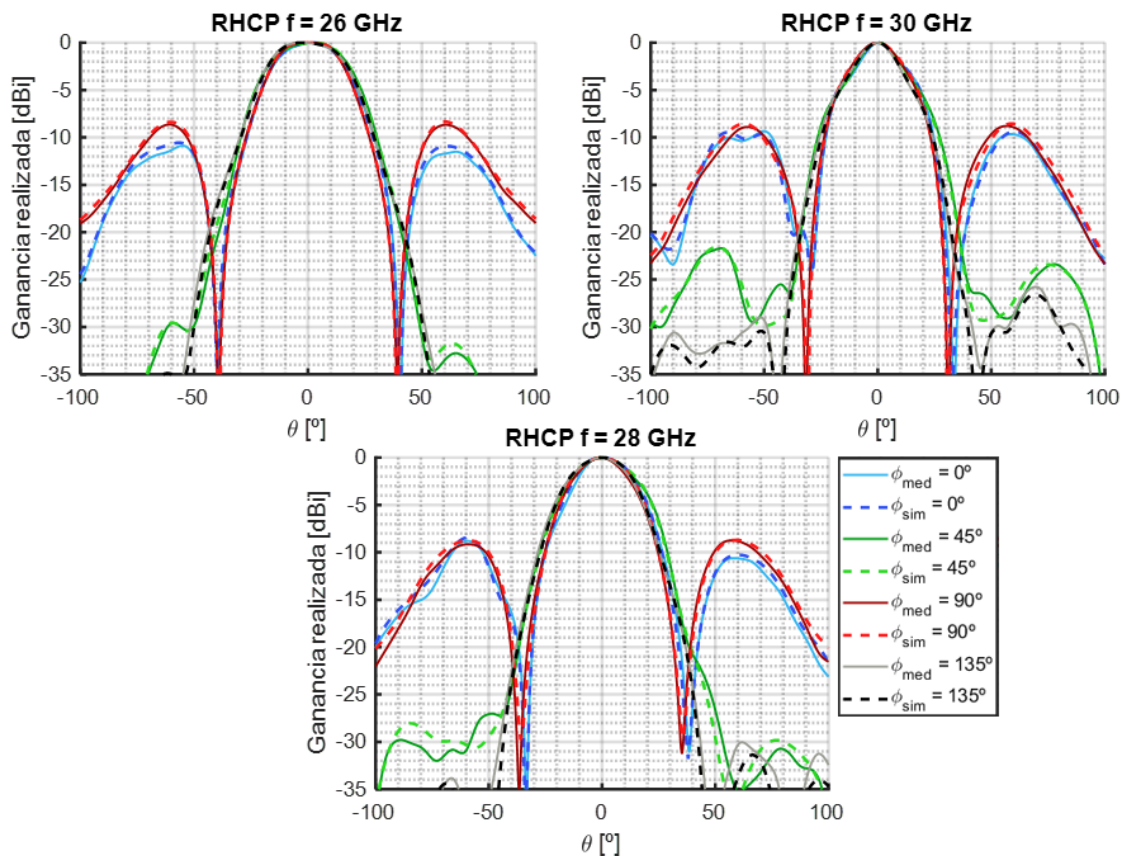
Antena 2x2	26 GHz	27 GHz	28GHz	29GHz	30GHz
$\xi_{tot}$	76.2 %	85.4%	89.1%	92.2%	86.4%

Tabla 4-1: Directividad, ganancia y eficiencia total de la antenna 2x2 medida a diferentes frecuencias

La Fig. 4-12 nos expone como la relación axial se asemeja mucho a la simulación realizada, empeorando ligeramente en nivel a frecuencias superiores a 28 GHz. Sufre un ligero

desplazamiento que empeoraría mucho la relación axial a bajas frecuencias, en especial a la frecuencia inferior de la banda deseada (26 GHz), subiendo de 3.4 a 4.6 dB. Aun así, esta genera polarización circular en toda la nueva banda de trabajo.

Por otro lado, en otra gráfica se plantean las directividades y ganancias realizadas (teniendo en cuenta adaptación y pérdidas disipativas). La relación entre directividad medida ( $D_{med}$ ), y simulada ( $D_{sim}$ ), da a entender como de similares son los diagramas de radiación medido y simulado. Si no se asemejan, significa que hay muchas diferencias en radiación (anchos de haz, lóbulos secundarios...), probablemente relacionados con errores de diseño, o de la propia medida. La relación entre ganancia medida ( $G_{med}$ ) y simulada ( $G_{sim}$ ) expresa que pérdidas extra está habiendo en el prototipo con respecto a la conductividad establecida para el aluminio en simulación y a posibles fugas extra no correctamente predecidas por el simulador. Por último, la relación más importante es la directividad medida entre la ganancia medida. Esta nos da la eficiencia total de la antenna,  $\xi_{tot}$ , que tiene en cuenta pérdidas de retorno. Si la adaptación fuese ideal, se podría aproximar a  $\xi_{rad}$  (vista en el apartado 2.1.2). Como se puede observar en la Tabla 4-1, a 26 GHz, donde la adaptación próxima a -10 dB (pérdidas de un 10 %), la eficiencia cae a un 76.2 %. En el resto de la banda, de 27 a 30 GHz, se observan eficiencias por encima de un 85%. La máxima ganancia de la antenna 2x2 es de unos 14.71 dBi.



**Figura 4-13: Diagramas de radiación normalizados a frecuencias 26, 28 y 30 GHz y diferentes cortes de *azimut* medidos frente a los simulados de la antenna 2x2**

Los diagramas de radiación de la Fig. 4-13 muestran una gran similitud entre medida y simulación, observándose el mismo apuntamiento a *broadside*, mismos anchos de haz, lóbulos secundarios similares y simetrías. Se entiende que el rechazo a la componente contrapolar será muy similar a las simulaciones, por la similitud entre RHCP y relación axial de las medidas contra las simulaciones.

#### 4.2.1.1 Triple antenna 2x2. Efecto de los acoplos

Tal y como se planteó en el diseño de la sección 3.3.3.1, se fabrica una triple antenna con sus tres alimentaciones independientes. El objetivo fundamental de este estudio era visualizar posibles efectos de los acoplos sobre la adaptación, radiación, relación axial y ganancia de la antenna 2x2 en dos situaciones: Acoplada doblemente (Antena 2x2 central, 2x2C, puerto 1), y acoplada por un lateral (Antena 2x2 lateral, 2x2L, puerto 2 o 3).

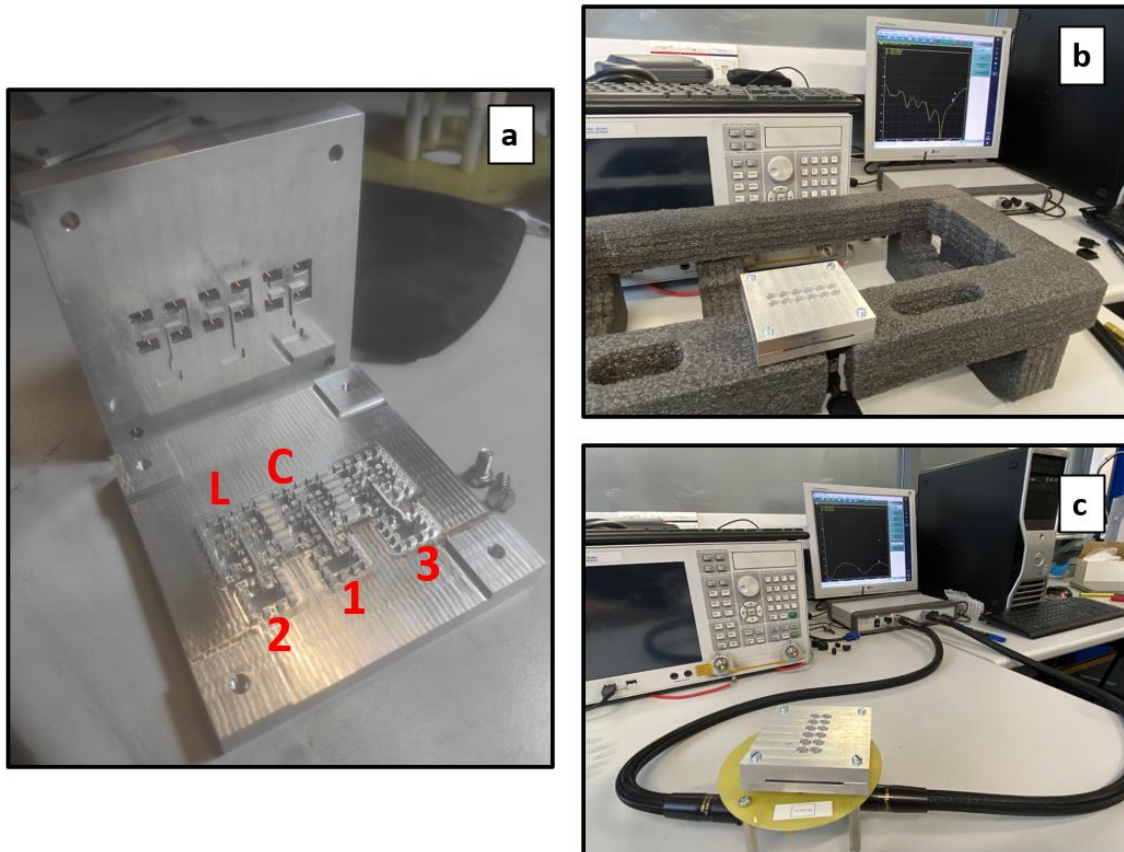


Figura 4-14: Triple antenna 2x2 fabricada en aluminio (a), medida de adaptación del puerto 3 (b), medida de transmisión con los puertos 2 y 3 activos (c).

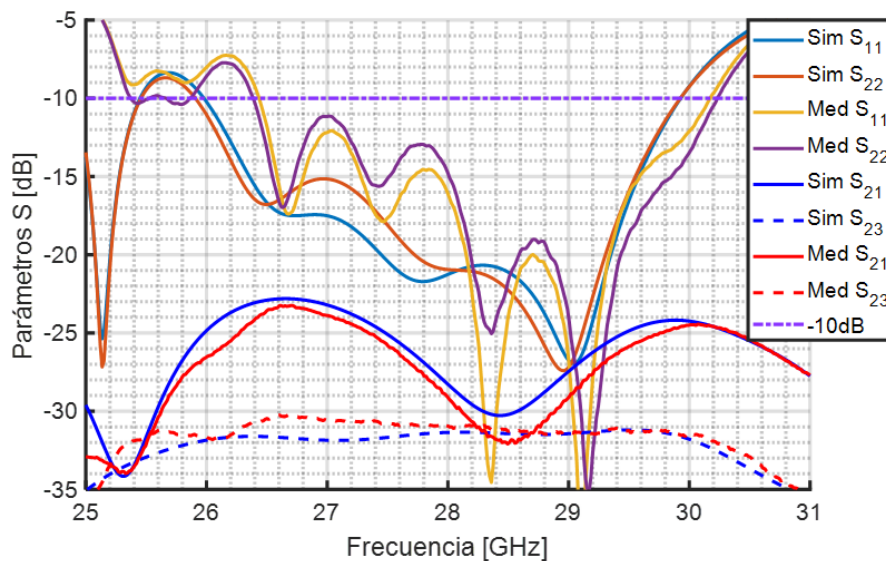


Figura 4-15: Parámetros de adaptación y transmisión de la triple antenna 2x2

Se ha representado únicamente la adaptación del puerto 1 y el 2, ya que el 3 se contempló que tenía un comportamiento idéntico al puerto 2 (Fig. 4-15). Como ya se ha observado en la antena 2x2, las medidas de adaptación muestran un deterioro de la banda, muy remarcada en 26 GHz, donde ya prácticamente está en el umbral de -10 dB. Esto sucede a pesar de tener unos acoplamientos bastante leves (por debajo de -20 dB), pero son suficientes para alterar la adaptación de las antenas levemente.

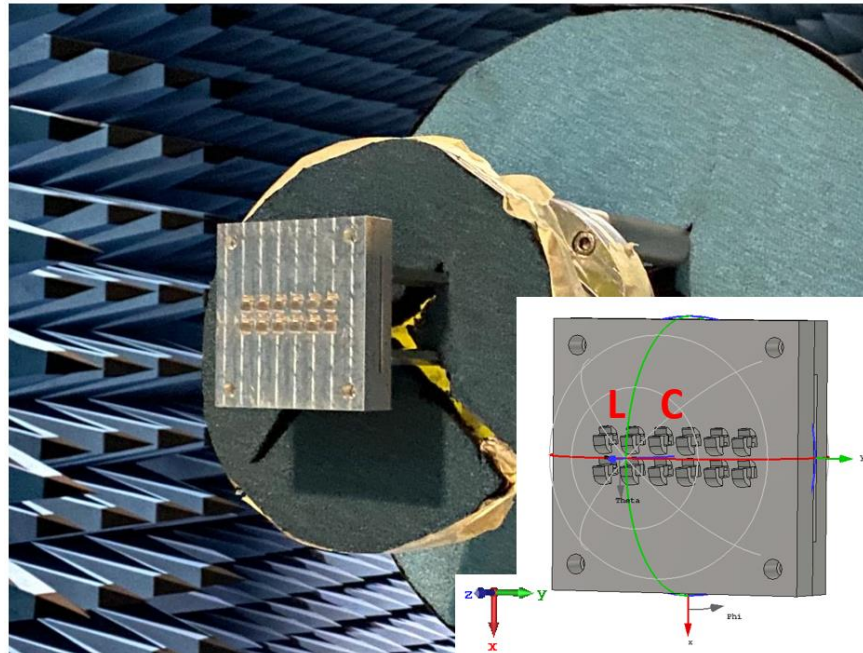


Figura 4-16: Colocación de la triple antena 2x2 en cámara anecoica y ejes del campo.

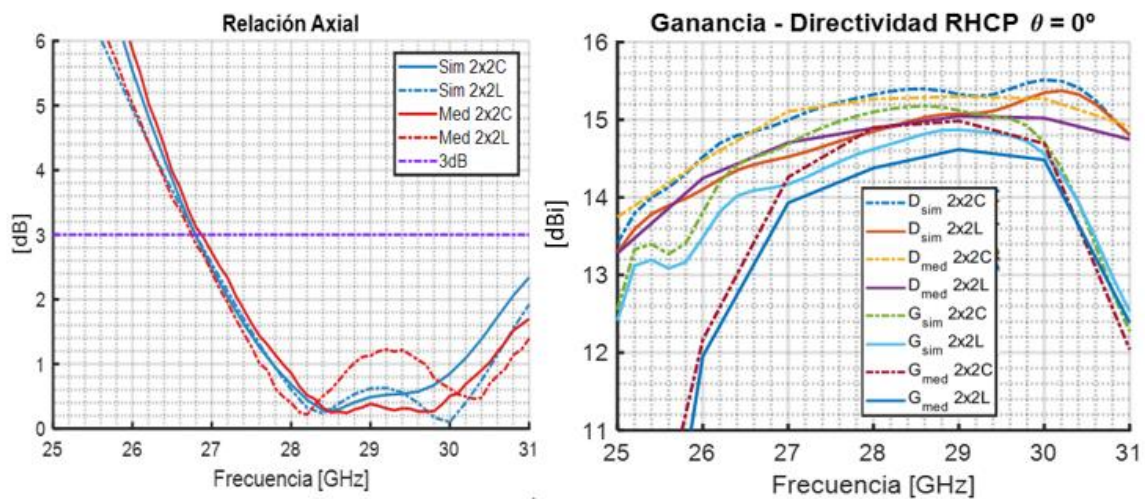
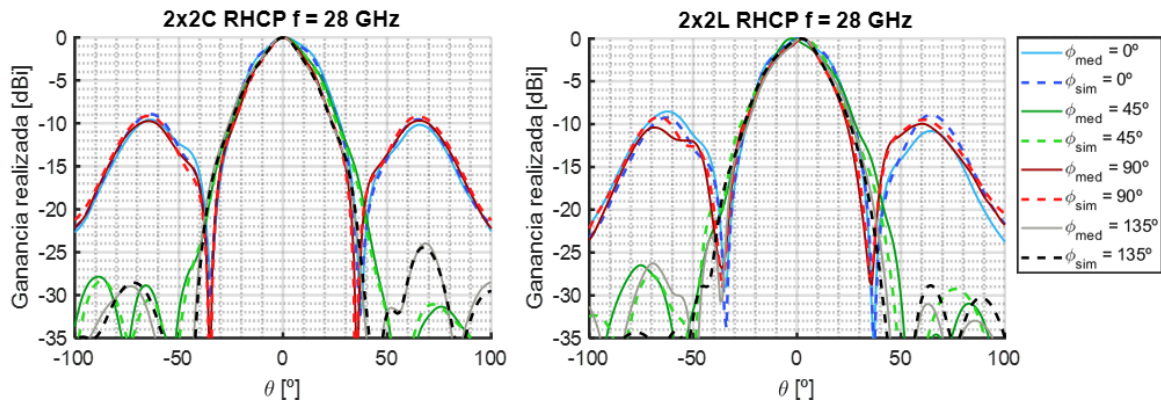


Figura 4-17: Relación axial y ganancia-directividad en *broadside* de las antenas 2x2 pertenecientes a la triple antena 2x2. Medida Vs. Simulación

x3 Ant. 2x2	26 GHz	27 GHz	28GHz	29GHz	30GHz
2x2C $\xi_{tot}$	58.75 %	82.3 %	91.9 %	93.03 %	87.5 %
2x2L $\xi_{tot}$	58.97 %	83.66 %	88.81 %	90.59 %	88.33 %

Tabla 4-2: Eficiencia total de las antenas 2x2 de la triple antena 2x2 medida a diferentes frecuencias.

La relación axial de las antenas se ha visto afectada como ya se predijo en la etapa de diseño. No obstante, la mejora que se observó para las antenas laterales, en la medida empeora unos 0.6 dB, mientras que para la antena central, esta mejora levemente (Fig.4-17). La relación entre directividades medidas-simuladas nos muestra sin embargo que los diagramas de radiación son muy similares entre medida y simulación. La caída de adaptación a 26 GHz hace que la eficiencia a dicha frecuencia se reduzca significativamente, aunque se mantiene por encima de 83% en el resto de la banda. La antena 2x2 central, parece tener una eficiencia mayor en la banda, a pesar de sufrir más acoplos. Lógicamente, las antenas tienen una ganancia mayor por estar excitadas con una mayor amplitud (alimentación propia + acoplos).



**Figura 4-18: Diagramas de radiación normalizados a 28 y diferentes cortes de *azimut* medidos frente a los simulados de las antenas 2x2 de la triple antena.**

La Fig. 4-18 expone el comportamiento de los diagramas de radiación bajo diferentes condiciones de acoplos. La antena central, al estar acoplada por ambos laterales, mantiene una simetría y su diagrama se asemeja al de la antena 2x2 única, apuntando correctamente, mismos lóbulos... Sufre un ligero ensanchamiento del lóbulo principal a causa de un plano de masa mayor. La antena 2x2 lateral sufre un desapuntamiento producido por los acoplos en dos de sus elementos radiantes, los más cercanos a la antena 2x2 central. Este fenómeno se preveía en la simulación.

## 4.2.2 Antena 4x4

Tras haber estudiado la antena 2x2 y los efectos de los acoplos, se procede a fabricar y medir la antena 4x4.

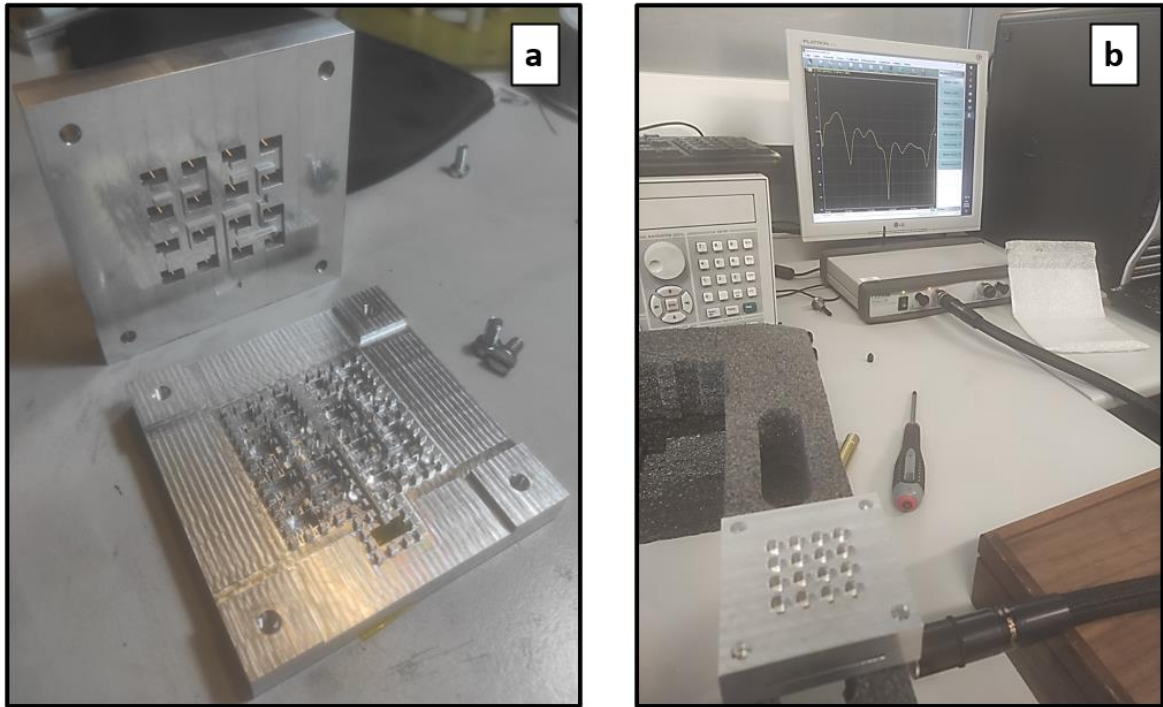


Figura 4-19: (a) Antena 4x4 fabricada en aluminio, (b) medida de adaptación

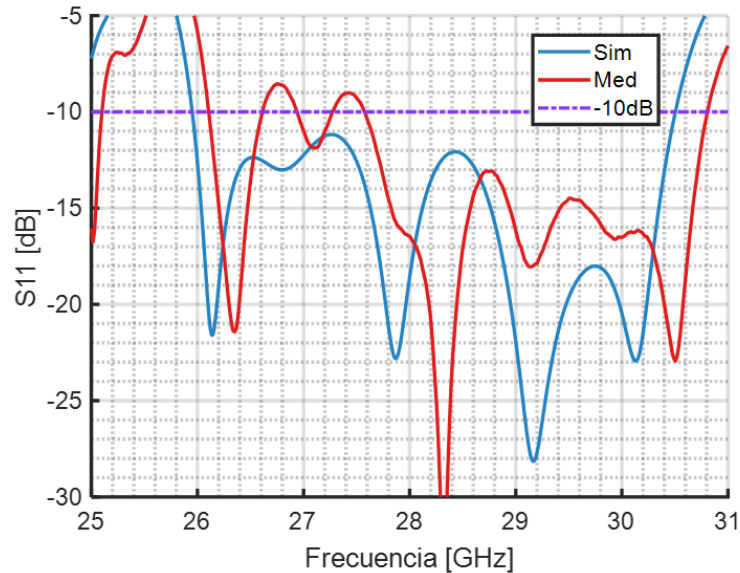


Figura 4-20: Adaptación de la antena 4x4 medida Vs. Simulación

En simulación, la antena 4x4 conseguía un mayor ancho de banda en adaptación a pesar de perder algo de nivel general con respecto a la antena 2x2. Tal y como hemos visto en la antena 2x2, vuelve a surgir un “doble montículo” en la adaptación de la antena 4x4. Tal y como se comentaba en otros prototipos y la antena 2x2, posiblemente esta pérdida de adaptación se deba a no haber calibrado correctamente el conector WR28-coaxial. En simulación, el ancho de banda ( $S_{11} < -10$  dB) era de un 16.12% (de 25.95 a 30.5 GHz). A pesar de que haya dos montículos que se aproximan a -9 dB, podríamos asumir que el ancho

de banda en adaptación de la antena es de 26.2 a 30.8 GHz, un 16.14%. Este ancho de banda es muy elevado para antenas con este número de elementos. En comparación a otros estudios de antenas potenciales para SATCOM [12], donde solo se cubre un 4.95% (de 29.5 a 31 GHz), la antena 4x4 de este TFM es capaz de una mayor banda de adaptación.

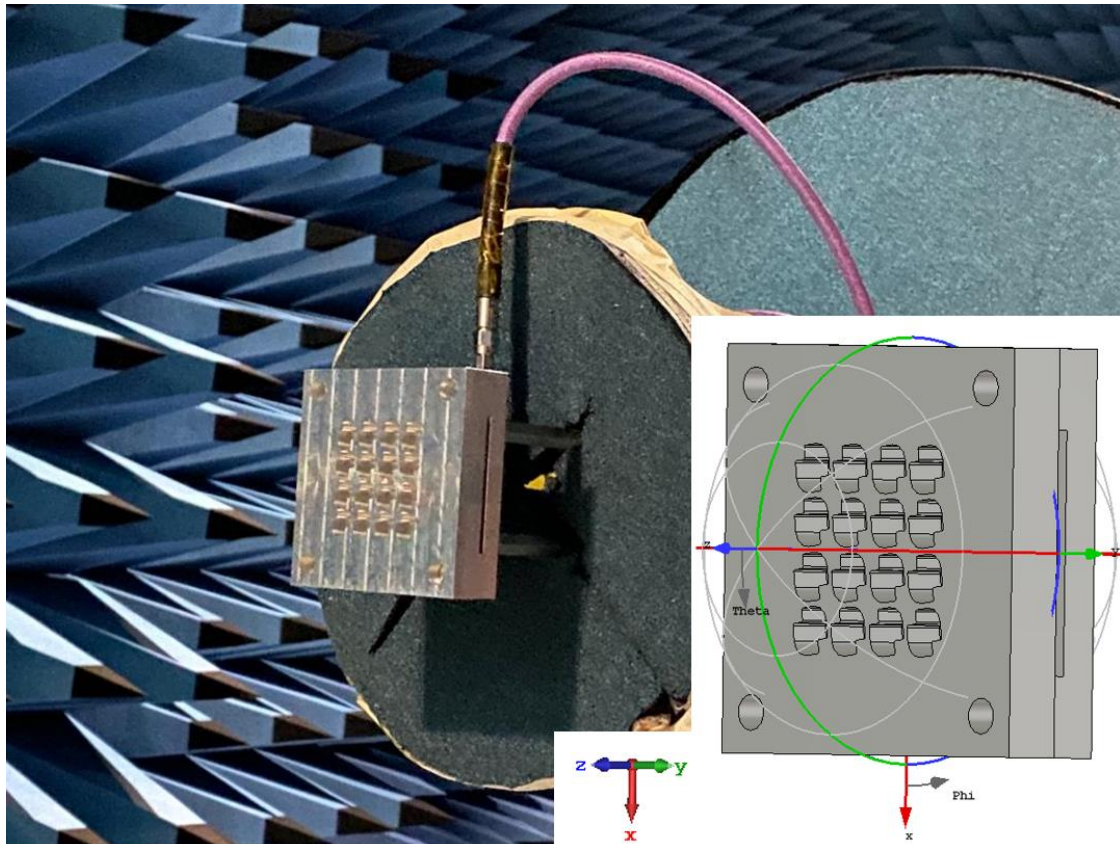


Figura 4-21: Colocación de la antena 4x4 en cámara anecoica y ejes del campo.

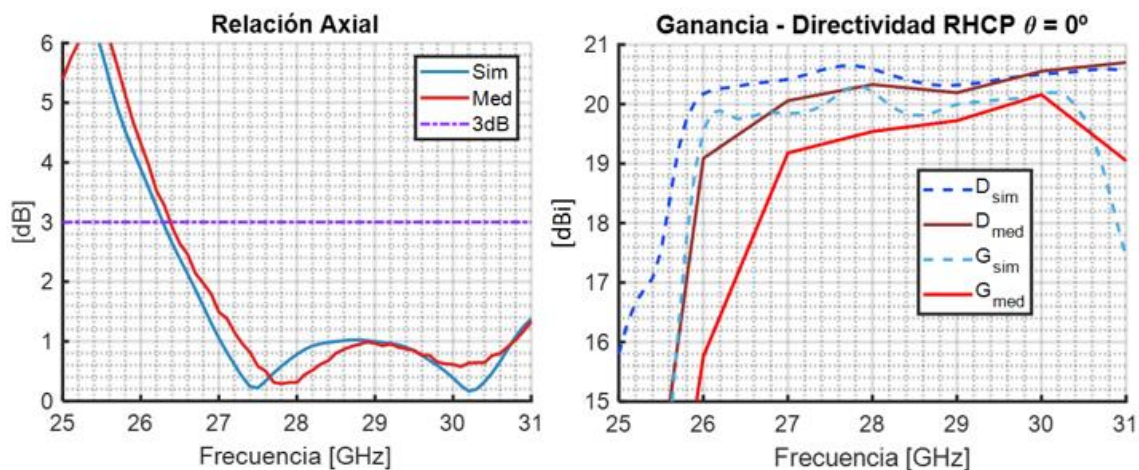
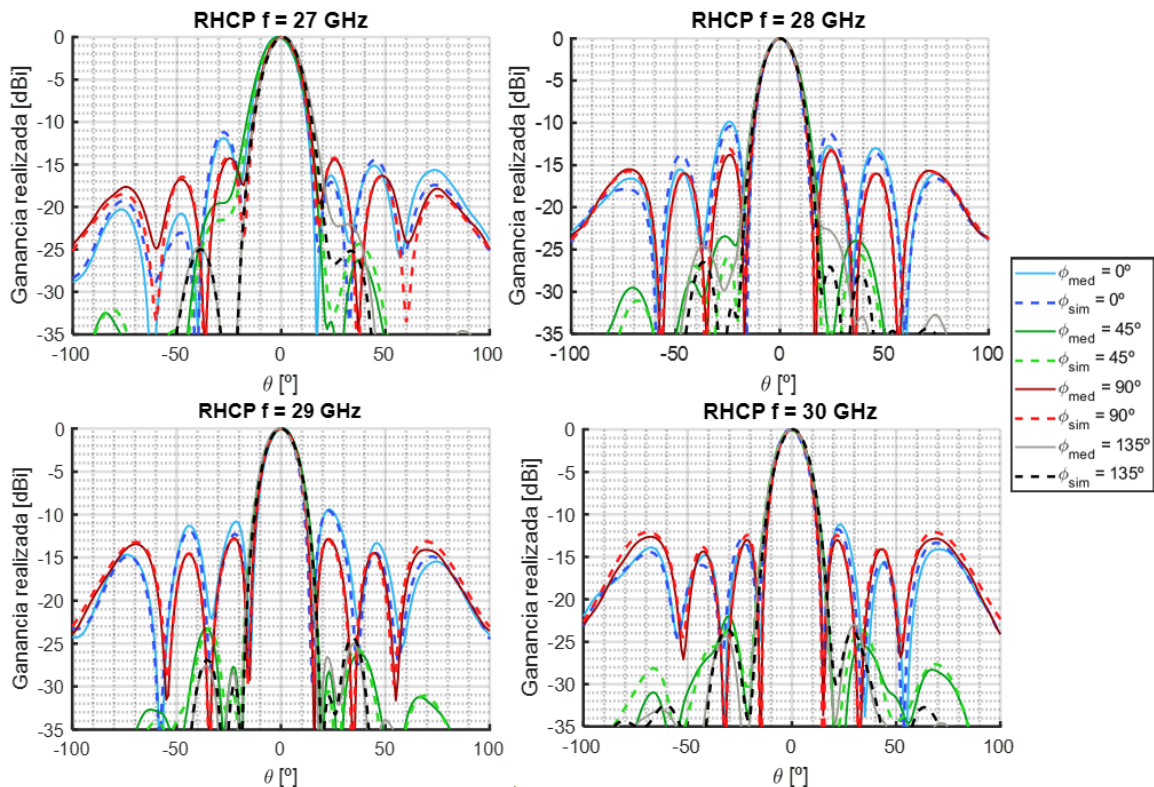


Figura 4-22: Relación axial y ganancia-directividad en *broadside* de la antena 4x4 Medida Vs. Simulación

Antena 4x4	27 GHz	28GHz	29GHz	30GHz
$\xi_{tot}$	81.66 %	83.37 %	89.72 %	91.31 %

Tabla 4-3: Eficiencia total de la antena 4x4 medida a diferentes frecuencias.

En esta ocasión la antena 4x4 presenta una relación axial muy similar a la simulación (Fig. 4-22), no obstante, volviendo a sufrir un ligero desplazamiento en la banda hacia frecuencias mayores. En esta ocasión, no tiene sentido observar los resultados a 26 GHz, por sus altas pérdidas de adaptación, y su pobre relación axial. Se toman los resultados a partir de 27 GHz, ya que 26 GHz se sale fuera de la banda de adaptación, y el siguiente salto medido es a 27GHz. Las eficiencias obtenidas son relativamente altas, mayores a un 81% en la nueva banda de trabajo (Tabla 4-3). Se entiende que estas pérdidas se deben a unas mayores pérdidas disipativas del aluminio, de los conectores empleados, o pérdidas en la estructura GW no detectadas por el simulador, ya que en la parte de 28 a 30 GHz, la adaptación es muy buena. La máxima ganancia de esta antena 4x4 es de unos 20.2 dBi (Fig. 4-22), aumento lógico por aumentar el número de elementos.



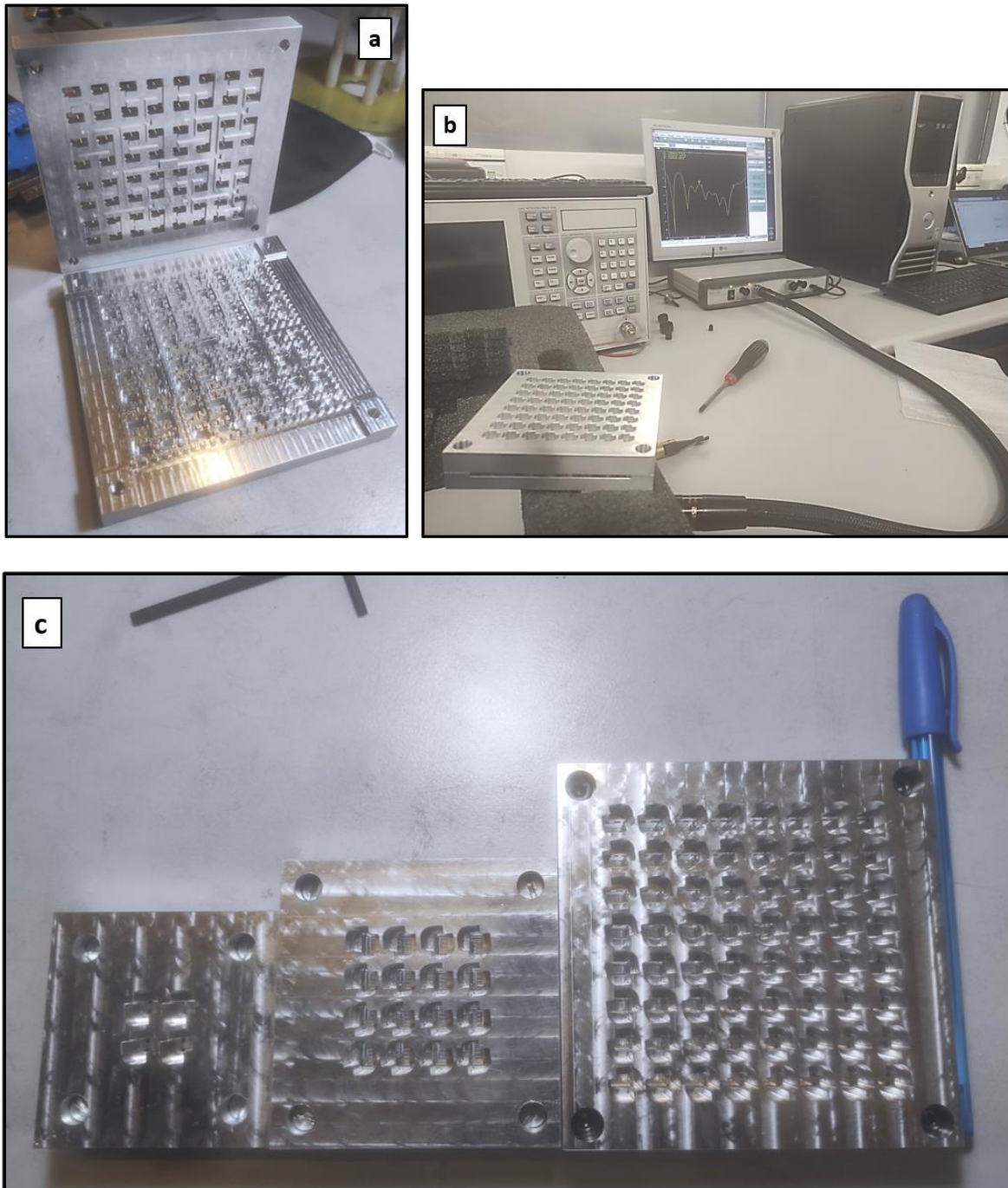
**Figura 4-23: Diagramas de radiación normalizados a frecuencias 27, 28, 29 y 30 GHz y diferentes cortes de *azimut* medidos frente a los simulados de la antena 4x4**

En simulación, ya se observaba un ligero desapuntamiento a frecuencias bajas en la antena 4x4, cosa que se detecta nuevamente a 27 GHz (Fig. 4-23). Esto es un comportamiento producido por los acoplos y visto en la antena triple 2x2, en una de las 2x2 laterales. Para el resto de frecuencias de la banda, sí se mantiene un apuntamiento correcto, pero se pierde simetría de radiación por la propia estructura asimétrica. La SLL obtenida aún es elevada, legando en el peor de los casos a unos -11 dBi. A frecuencias elevadas se empiezan a observar *grating lobes*. El ancho de haz es de unos 14-15°.

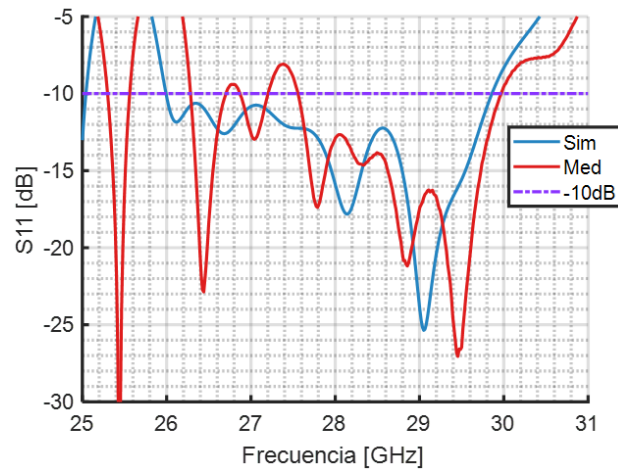


### 4.2.3 Antena 8x8

La última medida realizada es sobre la antena 8x8 final, objetivo fundamental de este TFM. Se analizará que alcance se ha obtenido con respecto a la simulación, y que prestaciones finales se han obtenido. Esta antena tiene unas dimensiones finales de unos 96x96x19.77 [mm], apreciándose los detalles de la topología mostrada en este TFM en la Fig. 4-24a, y viendo como ha escalado en tamaño respecto a la antena inicial de diseño 2x2 (Fig. 4-24c).

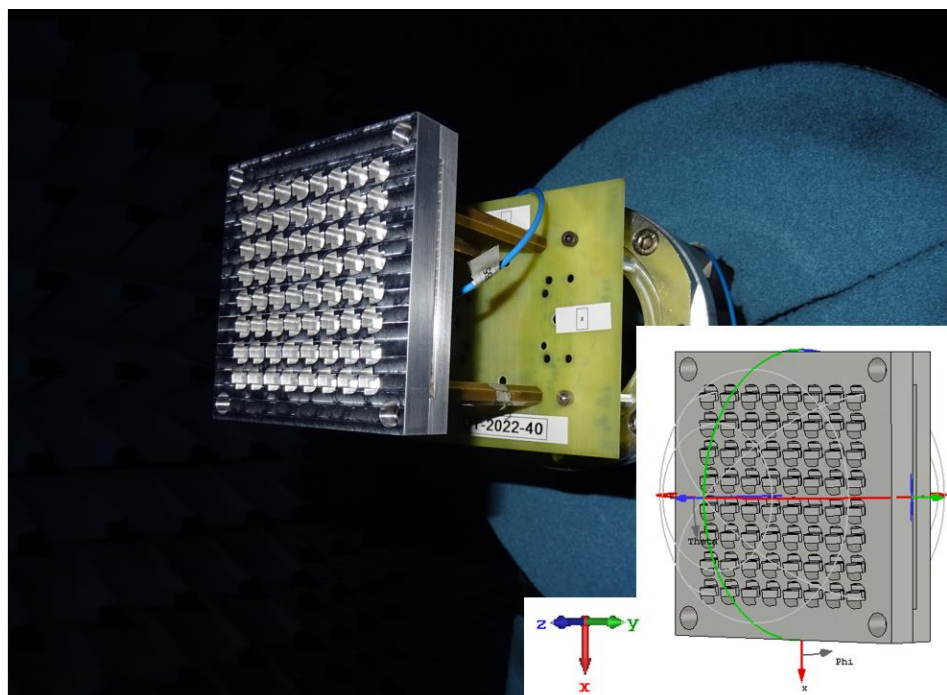


**Figura 4-24: (a) Antena 8x8 final fabricada en aluminio, (b) medida de adaptación y (c) comparativa de tamaño entre antenas 2x2, 4x4 y 8x8.**



**Figura 4-25: Adaptación de la antena 8x8 final medida Vs. Simulación**

La Fig. 4-25 muestra una evolución de la adaptación que ya se observaba en antenas de menor tamaño y otros circuitos: Un desplazamiento a frecuencias mayores un doble montículo en torno a 27 GHz. De nuevo, esta doble desadaptación tan puntualizada, nos hace sospechar que los conectores están deteriorando la adaptación de la antena medida. La antena 8x8 disponía de un ancho de banda en adaptación ( $S_{11} < -10$  dB) de un 13.95% (26 a 29.9 GHz). Asumiendo que estas pequeñas desadaptaciones que superan los -10dB son por culpa de la no calibración de los conectores WR28-coaxial, podemos decir que el ancho de banda de adaptación de la antena 8x8 medido es de 26.3 a 30 GHz (13.14%). Este ancho de banda es muy satisfactorio, ya que cubre una gran parte de la banda Ka. En trabajos donde se usa esta secuencia de GGW y RGW, como [12,21], el ancho de banda es de un 4.95% (29.5 a 31 GHz), siendo además una antena de menor tamaño y ganancia (4x4 elementos). Por ello, la antena lograda en este trabajo tiene un gran mérito, no solo manteniendo, sino mejorando el ancho de banda, con 4 veces más elementos, con el reto que supone adaptar en una red con tantos acoplos y complejidad.



**Figura 4-26: Colocación de la antena 8x8 en cámara anecoica y ejes del campo.**

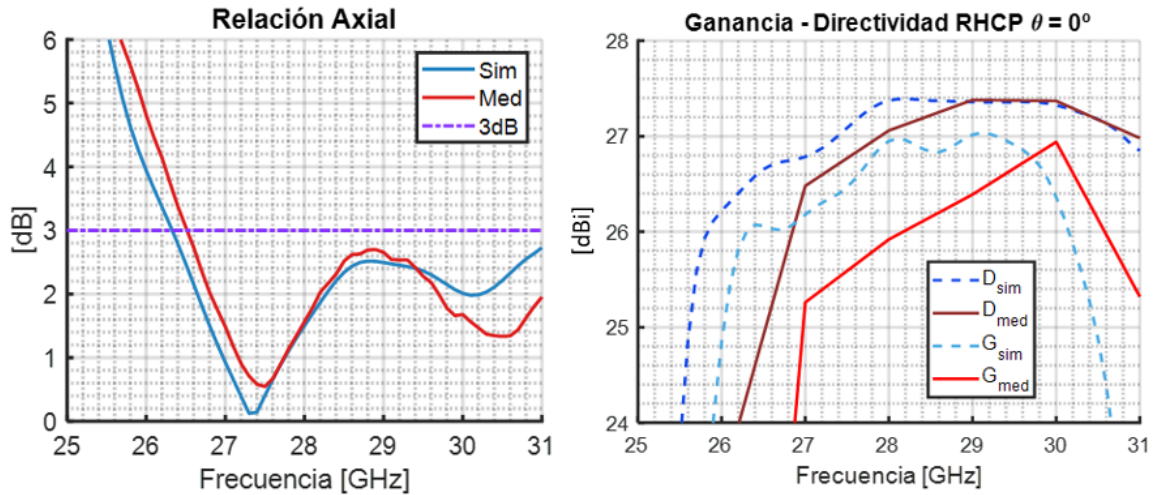
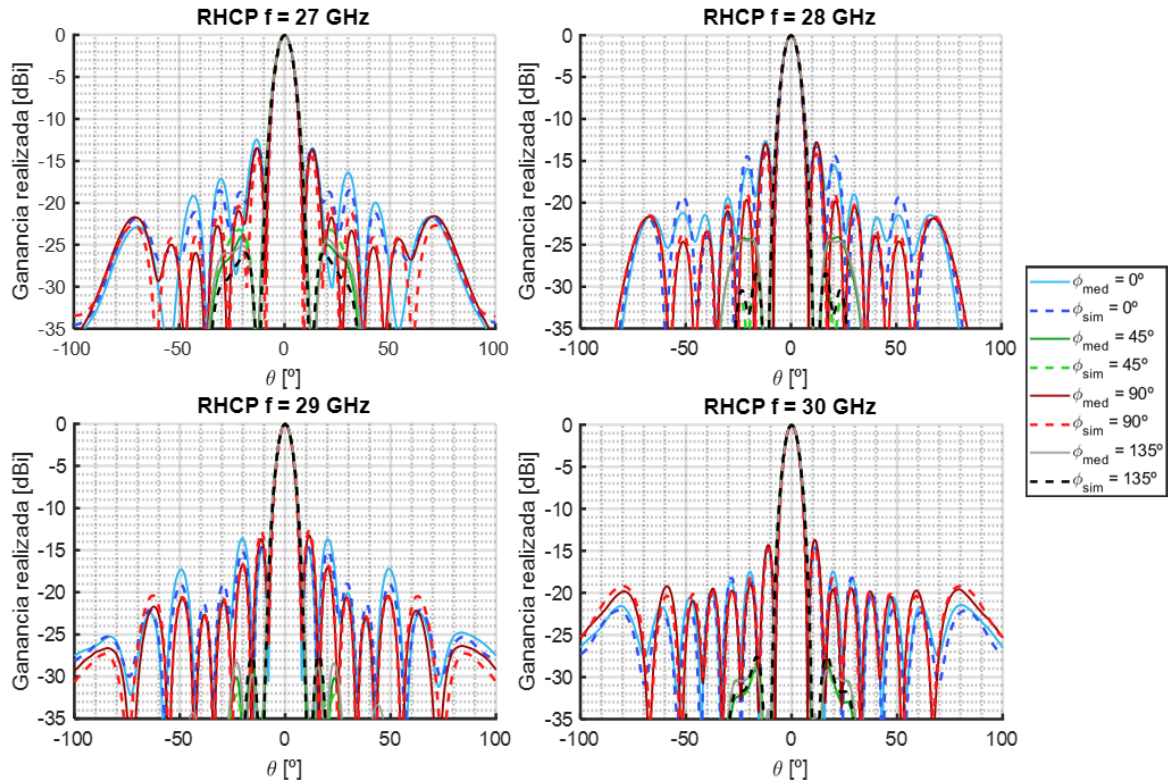


Figura 4-27: Relación axial y ganancia-directividad en *broadside* de la antena 8x8 Medida Vs. Simulación

Antena 8x8	27 GHz	28GHz	29GHz	30GHz
$\xi_{tot}$	75.52 %	76.77 %	79.75 %	90.48 %

Tabla 4-4: Eficiencia total de la antena 4x4 medida a diferentes frecuencias.

La relación axial vuelve a verse afectada con un desplazamiento a frecuencias ligeramente mayores, pero mejora el nivel a frecuencias altas (Fig. 4-27). Se asegura que hay polarización circular en la banda de adaptación de 26.3 a 30 GHz, es decir,  $RA < 3$  dB. A pesar de que los resultados de la antena 4x4 implican una relación axial mejorada, la ganancia de la antena 8x8, unos 6 dBi mayor, puede hacer frente a esas pérdidas extras de polarización en el peor de los casos, tal y como se explicó en la sección 3.3.3 (Fig. 3.35 y Tabla 3-10). La ganancia máxima obtenida es de unos 26.8 dBi. Por otro lado, la efectividad total de la antena en la banda de trabajo es superior aproximadamente a un 75.5%, llegando a un 90.48% a 30 GHz. Antenas en tecnologías GW, de de tales dimensiones y número de elementos, suelen llegar a este tipo de eficiencias, tal y como se ve en [21,22], debido al gran número de acoplos y complejidad en la distribución de potencia real y adaptación de impedancias.



**Figura 4-28: Diagramas de radiación normalizados a frecuencias 27, 28, 29 y 30 GHz y diferentes cortes de *azimut* medidos frente a los simulados de la antena 8x8**

Finalmente, en la Fig. 4-28 podemos apreciar que los diagramas de radiación medidos, presentan alguna ligera asimetría con respecto a las simulaciones. Esto puede deberse a imprecisiones en la construcción, ya que el array es completamente simétrico, o ligeras fugas en alguna dirección imprevista que modifican irregularmente el *taper* de alimentación del *array*. En cualquier caso, la antena 8x8 final presenta una SLL en torno a -13 dBi en el peor de los casos, y un ancho de haz de unos 7-7.5°, logrando una antena muy directiva.

# 5 Conclusiones y trabajo futuro

---

## 5.1 Conclusiones

En este Trabajo de Fin de Máster se ha desarrollado de manera detallada un proceso de estudio, diseño y medida de una antena de alta ganancia y polarización circular. Estas dos características son fundamentales en aplicaciones satelitales, en especial para la banda que está surgiendo para el 5G mediante constelaciones LEO, a 28 GHz (banda Ka). Se plantea como objetivo de diseño cubrir de manera efectiva de 26 a 30 GHz, un ancho de banda de un 14.29%.

La antena implementada consta de una capa de 8x8 elementos radiantes *bowtie*, que generan polarización circular, alimentados uniformemente en amplitud y fase para lograr máxima directividad en *broadside*. Para realizar su red de distribución de potencia, se hace uso de las tecnologías *Groove Gap Waveguide* (GGW) en plano E, y *Ridge Gap Waveguide* (RGW) en plano H, y su secuencialidad, aprovechando al máximo las dimensiones disponibles para una red muy limitada físicamente por los espacios entre cavidades radiantes. De manera adicional, este TFM ha presentado una topología novedosa para este tipo de guías, denominada enterrada. Como su nombre indica, se hace uso de la capa superior para “enterrar” parte de la guía, pudiendo reducir el tamaño de los pines y así evitar posibles rupturas por un mal mallado en procesos de fabricación.

Estas técnicas han sido integradas en primera instancia en una guía RGW, un divisor de potencia en T RGW-RGW, y un divisor en H RGW-GGW-RGW. Los diseños han probado que la topología planteada es funcional. Por otro lado, demuestran que las técnicas de adaptación han sido efectivas, logrando en prácticamente la totalidad de la banda deseada de trabajo una adaptación por debajo de los -20 dB en simulación. Posteriormente en las medidas, las adaptaciones se degradaban levemente a frecuencias menores, como 26 o 27 GHz. Las distribuciones de potencia, en cualquier caso, son correctas.

Para el modelado de la antena 8x8 final se ha planteado un diseño progresivo. En primer lugar, se ha elaborado la pieza fundamental, a partir del *subarray* 2x2 de elementos radiantes, que es la antena 2x2. Esta antena consta de un divisor en H RGW-GGW-GGW, siendo una arquitectura poco común y generando una correcta distribución de potencia a todos los elementos en un espacio muy reducido. La antena, en simulación, cubría un ancho de banda en adaptación ( $S_{11} < -10$  dB) de un 14.8% (25.9 a 30.05 GHz), pasando a un 13.75 % (de unos 26.4 a 30.3 GHz). En cualquier caso, se generaba polarización circular en dicha banda de trabajo (Relación Axial  $< 3$  dB), y un correcto apuntamiento. La eficiencia es superior a un 80% a partir de 27 GHz, llegando a una ganancia máxima en torno a 14.71 dBi. Se han hecho pruebas de una triple antena 2x2, con alimentaciones independientes, para estudiar los efectos de los acoplos. Estos acoplos han probado modificar ligeramente la adaptación de las antenas, mejorar levemente la relación axial y modificar ligeramente el apuntamiento de los *subarrays* 2x2 cuando estos reciben acoplos laterales.

El siguiente paso fue generar una antena 4x4, uniendo debidamente 4 antenas 2x2. En simulación, el ancho de banda ( $S_{11} < -10$  dB) era de un 16.12% (de 25.95 a 30.5 GHz). Las medidas han dado un 16.14% (27.6 a 30.8 GHz), siendo un ancho de banda muy elevado para este tipo de antenas y para un escenario SATCOM. Se ha asumido que un par de pequeñas desadaptaciones puntuales en torno a 27 GHz por encima de -10dB, cercanas a -9 dB, son producidas por la no calibración del conector WR28-coaxial, cosa que se observó

en prototipos anteriores, como la antena 2x2. A pesar de ellos la relación axial mejora, manteniéndose por debajo de 1 dB en prácticamente toda la banda. La efectividad de la antena ronda un cómputo de un 85%, obteniendo una ganancia máxima de unos 20.2 dBi, y la SLL está en torno a -11 dBi en el peor de los casos.

El paso final, y objetivo íntegro del TFM, fue la antena 8x8. Se planteó con una alimentación WR28 vertical en el centro de la estructura, con una transición a GGW plano E propuesta en este trabajo. Las simulaciones, eran prometedoras, en especial, el ancho de banda en adaptación, que suponía un 13.95% (26 a 29.9 GHz), cubriendo casi la banda deseada inicial (26 a 30 GHz). No obstante, como se ha observado en las medidas anteriores de las antenas 2x2 y 4x4, existe un doble montículo en adaptación, que alcanza un nivel de -8dB y -9 dB, que se asume que es producido por la no calibración de los conectores. De esta forma se ha estimado que el ancho de banda de la antena medida es de unos 26.3 a 30 GHz, un 13.14%. Este ancho de banda es muy satisfactorio, superando anchos de banda típicos en antenas con menor número de elementos en el escenario SATCOM. La relación axial en la banda es en cualquier caso dentro de esta banda es inferior a 3dB, garantizando una polarización circular. A pesar de que la antena 4x4 tiene una relación axial mejor, la antena 8x8 presenta casi 6 dBi más de ganancia, mitigando las posibles mayores pérdidas de polarización, siendo considerada entonces como una mejor candidata de antena. La SLL, como era de esperar de la ley de alimentación, ronda los -13 dBi, y la ganancia máxima es de unos 26.8 dBi. La eficiencia de la antena ronda entre un 75 y un 90% en la banda de trabajo, una eficiencia típica en la tecnología para un alto número de elementos.

De esta manera concluye este TFM. Se ha obtenido una antena 8x8 construida en aluminio mediante mecanizado, de perfil bajo, de unos 96x96x19.77 [mm], alta ganancia (26.8 dBi máximos) y polarización circular, con un ancho de banda que comprende entre 26.3 a 30 GHz (13.14 %) muy competente, que permite cubrir con garantías la banda de 28 GHz para comunicaciones satelitales 5G futuras.

## 5.2 Trabajo futuro

Este Trabajo de Fin de Máster ha empleado una gran cantidad de conceptos y líneas de investigación, pero a la vista de los resultados, aún hay margen de mejora. Por ello, se plantean estos puntos como líneas de investigación y mejoras futuras:

- Los modelos parecen presentar una pérdida de adaptación siempre en frecuencias inferiores a 27 GHz. Intentar estimar correcciones para este comportamiento, como el uso de otras estructuras de pines, u otras técnicas de adaptación.
- A la vista de los resultados, el salto de una antena 4x4 a una 8x8 implica la pérdida, fundamentalmente, de relación axial. Estudiar posibles cambios en los elementos radiantes que corrijan este deterioro, ya sea localmente (modificar aquellos donde la polarización generada es mala), o de forma global (modificar todos).
- Escalar en frecuencia los diseños, para aplicaciones 5G en bandas mayores, como 38 o 60 GHz.
- Realizar la fabricación de los diseños con otras técnicas, como la impresión 3D en metal o en plástico. De esta manera, si las prestaciones se mantienen, el coste sería mucho menor.

## Referencias

---

- [1] State of IoT 2022. (2022, 18 mayo). IoT Analytics. Recuperado: 29 de mayo de 2022, de <https://iot-analytics.com/number-connected-iot-devices/>
- [2] A. Sgora, "5G Spectrum and Regulatory Policy in Europe: An Overview," 2018 Global Information Infrastructure and Networking Symposium (GIIS), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/GIIS.2018.8635764. B.S. Manjunath, P. Salembier, T. Sikora (eds.),
- [3] Qamar, M. H. S. Siddiqui, K. Dimyati, K. A. B. Noordin and M. B. Majed, "Channel characterization of 28 and 38 GHz MM-wave frequency band spectrum for the future 5G network," 2017 IEEE 15th Student Conference on Research and Development (SCORED), 2017, pp. 291-296, doi: 10.1109/SCORED.2017.8305376.
- [4] A. Tikhomirov, E. Omelyanchuk and A. Semenova, "Recommended 5G frequency bands evaluation," 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/SOSG.2018.8350639.
- [5] 5G Satellite Spectrum. (2021). IEEE Future Networks. Recuperado: 15 de mayo de 2022, <https://futurenetworks.ieee.org/topics/5g-satellite-spectrum>
- [6] J. Liu, A. Uz Zaman and J. Yang, "Design of Wideband Slot Array Antenna by Groove Gap Waveguide in Millimeter Waves," 2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), 2018, pp. 725-728, doi: 10.1109/APWC.2018.8503800.
- [7] 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), 2016, pp. 1-3, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481157.
- [8] Villar Gómara, I. "Investigación y aplicación de la tecnología Gap Waveguide a redes de alimentación para antenas en banda Ku". Trabajo Fin de Máster, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid. Junio 2018.
- [9] J. Liu, A. Vosoogh, A. U. Zaman and J. Yang, "A high-gain high-efficiency corporate-fed slot array antenna directly fed by ridge gap waveguide at 60-GHz," 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2017, pp. 1-2, doi: 10.1109/ISANP.2017.8229041.
- [10] Álvarez Pérez. A. "Redes de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para antenas planas de bajas pérdidas." Trabajo Fin de Grado. Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid. Junio 2020.

- [11] E. García-Marín, J. L. Masa-Campos, P. Sánchez-Olivares and J. A. Ruiz-Cruz, "Evaluation of Additive Manufacturing Techniques Applied to Ku-Band Multilayer Corporate Waveguide Antennas," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 2114-2118, Nov. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2866631.
- [12] M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira and A. Vila-Jiménez, "Single-Layer Circularly-Polarized Ka-Band Antenna Using Gap Waveguide Technology," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 8, pp. 3837-3845, Aug. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2835639.
- [13] M. Ferrando-Rocher, B. Mayor, S. Marini, A. Valero-Nogueira and J. I. Herranz-Herruzo, "A Ka-band Compact Single-Layer Gap Waveguide Monopulse Slot Array Antenna," 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS), 2021, pp. 01-03, doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560590.
- [14] Balanis, C.A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition. John Wiley & Sons Inc.
- [15] D. M. Pozar. (2011). *Microwave Engineering*, 4th Edition. John Wiley & Sons.
- [16] Helszajn, J. (2000). *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*. The Institution of Electrical Engineers.
- [17] P. 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
- [18] A. U. Zaman and P. Kildal, "Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2992-3001, June 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2309970.
- [19] Tongxin Su, Changjiang Yu and Minghua Zhao, "W-band four-way E-plane waveguide power divider," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP), 2016, pp. 1-3.
- [20] T. A. Milligan, (2005). *Modern Antenna Design*, 2nd Edition. John Wiley & Sons Inc.
- [21] M. Ferrando-Rocher, J. I. Herranz-Herruzo, A. Valero-Nogueira, B. Bernardo-Clemente, A. U. Zaman and J. Yang, "Ka-Band Dual-Polarized Array Antenna Based on Gap Waveguide Technology," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 7, pp. 4579-4588, July 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2908109.
- [22] D. Kim, M. Zhang, J. Hirokawa and M. Ando, "Design and Fabrication of a Dual-Polarization Waveguide Slot Array Antenna With High Isolation and High Antenna Efficiency for the 60 GHz Band," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 3019-3027, June 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2313140.



## Glosario

---

IoT	Internet of Things
CAGR	Compound Annual Growth Rate
SATCOM	Satellite Communications
LEO	Low Earth Orbit
GEO	Geosynchronous Equatorial Orbit
GW	Gap Waveguide
EBG	Electromagnetic Band Gap
GGW	Groove Gap Waveguide
RGW	Ridge Gap Waveguide
SLL	Side Lobe Level
LHCP	Left Handed Circular Polarization
RHCP	Right Handed Circular Polarization
TEM	Transverse Electromagnetic
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
RW	Ridge Waveguide
TRM	Transverse Resonance Method
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
AMC	Artificial Magnetic Conductor
MGW	Microstrip Gap Waveguide
XPD	Cross-Polar Discrimination
HSM	High Speed Machining

# Anexos

## A. Software de diseño y simulación

### A.1 CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es un programa que permite realizar simulaciones electromagnéticas, disponible en la Escuela Politécnica Superior en su versión 2022. Ha sido empleado para el diseño y simulación de todos los modelos estudiados en este Trabajo de Fin de Máster. Este programa permite dimensionar estructuras en 3D de todo tipo, como filtros, antenas, acopladores... Su interfaz es muy intuitiva, mediante un sistema de coordenadas XYZ se definen los sólidos necesarios para generar el modelo deseado con dimensiones parametrizables, en diferentes materiales, condiciones... CST es muy versátil y permite exportar resultados y modelos a otros programas. Para estructuras complejas, requiere una gran cantidad de recursos computacionales.

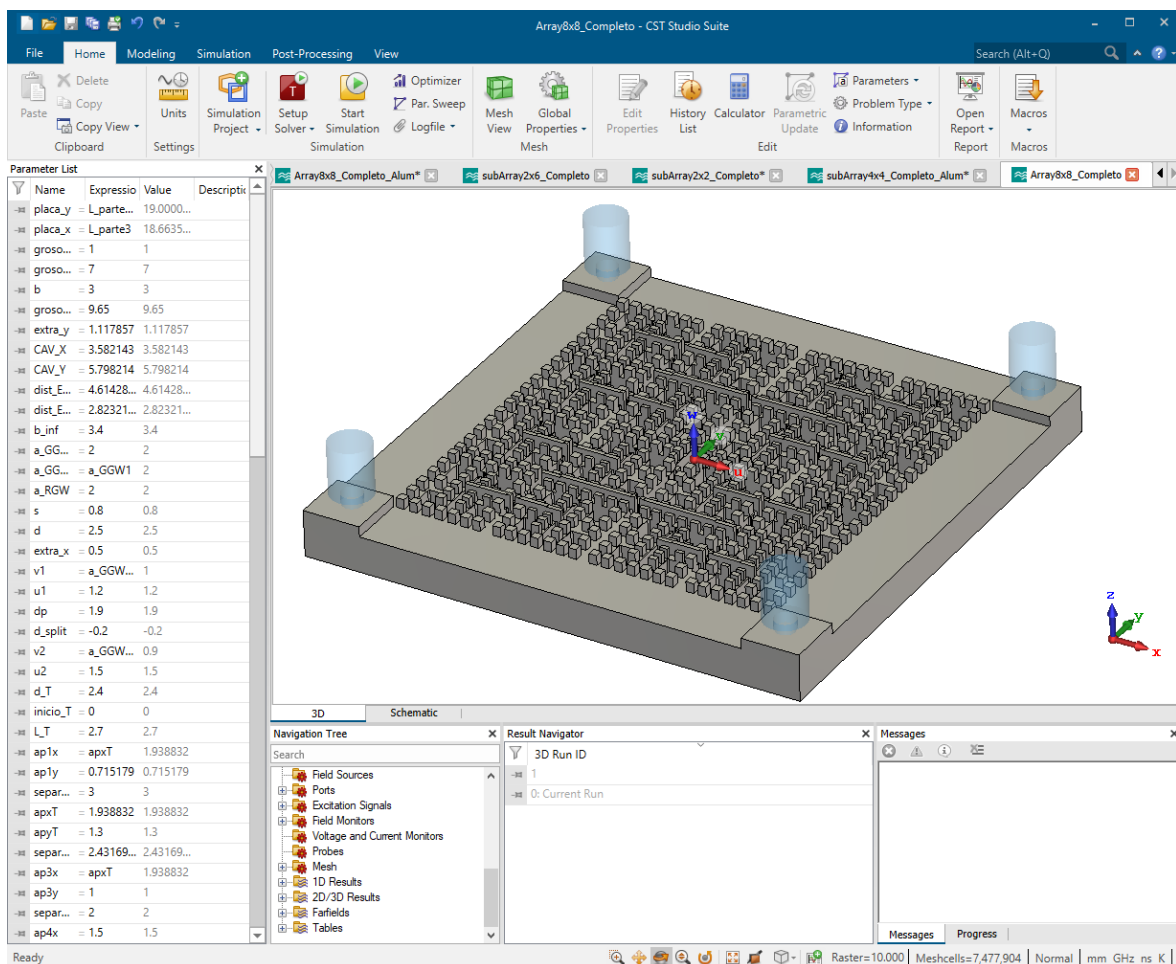


Figura 0-1: Interfaz de diseño de CST, con Time Domain Solver

### TIME DOMAIN SOLVER

Como su nombre en inglés indica, *Time Domain Solver* es una simulación en el dominio del tiempo, generando pulsos electromagnéticos en la estructura con un periodo. El mallado que usa es en cuadrícula, generando *meshcells* (celdas de malla), siendo una simulación muy

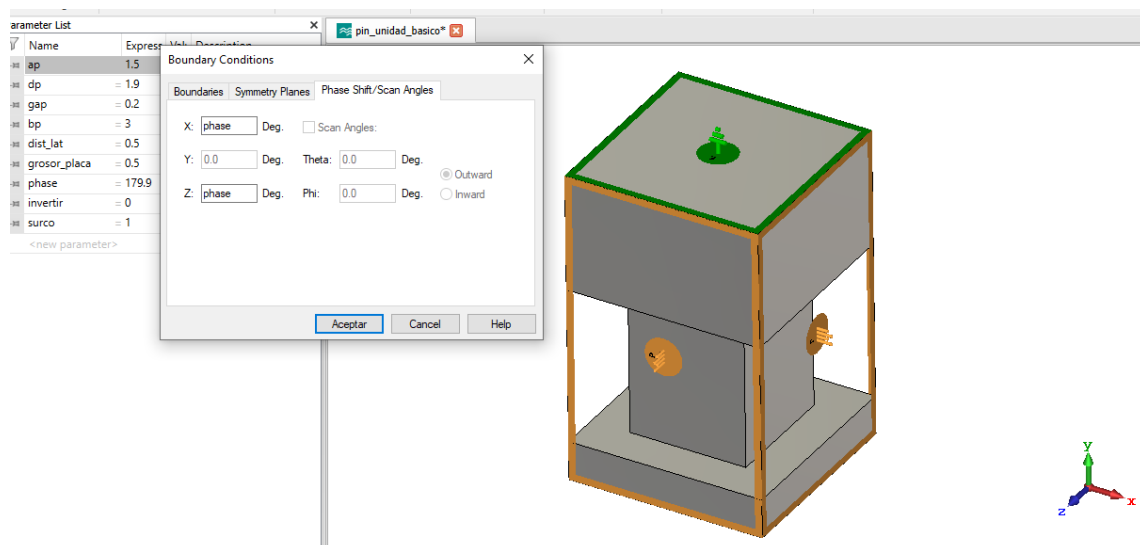
precisa para estructuras sin muchas estructuras circulares o cilíndricas, como el caso de este TFM. Para este tipo de simulación, se necesita mínimo un puerto en la estructura, como es el caso de las antenas. Este *solver* es muy útil para obtener resultados como parámetros S, VSWR, modo de propagación y frecuencia de corte de los puertos empleados... También es muy útil para obtener información sobre el campo eléctrico o el campo lejano radiado en la estructura, en 3D, 2D o 1D, gracias a los monitores de campo que se pueden establecer. Este *solver* es fundamental para el desarrollo de los diseños. El mallado a medida que se entró un diseño más grande, era mucho mayor, requiriendo muchos recursos y tiempos de simulación (en especial el diseño de antena 8x8).

	Meshcells [millones]	Tiempo de simulación [minutos]
Guía RGW	0.52	4-6
Divisor T RGW-RGW	1.05	9-12
Divisor H RGW-GGW-RGW	1.36	10-14
Antena 2x2	1.44	10-14
Triple Antena 2x2	3.29	17-20
Antena 4x4	2.43	15-20
Antena 8x8	7.48	45-60

**Tabla 0-1: Mallado y tiempos de simulación por iteración de los diseños en CST.**

## EIGEN-MODE SOLVER

Este *solver* ha sido de vital importancia en la realización de este TFM. *Eigen-Mode Solver* es un tipo de simulación que se emplea para estructuras resonantes cerradas, o estructuras periódicas, como las estructuras EBG, cama de pines... Su principal uso es mediante la definición de una celda unidad, y con las condiciones periódicas en la dirección en la que se replica la estructura. En la Fig. XX se observa como se ha simulado un pin unidad, dejando paredes periódicas en las direcciones en las que puede expandirse la cama de pines (naranja), y pared eléctrica (verde), donde irían las placas. Este simulador es muy útil para obtener diagramas de dispersión. No se definen puertos de excitación. Se define en las paredes un “desplazamiento” para barrer la estructura.



**Figura 0-2: Detalle de condiciones de contorno para Eigen-Mode Solver.**

## A.2 Siemens Solid Edge

Solid Edge es un programa de diseño asistido por computadora (CAD). Permite el modelado de piezas tridimensionales con distintos materiales, ensamblaje de conjuntos, y muchas otras funcionalidades. Solid Edge es propiedad y desarrollado por SIEMENS, pero dispone de una edición de estudiante con licencia gratuita.

En este trabajo, su uso fundamental ha sido para generar los planos correspondientes a los diseños a fabricar. Esto ha sido posible gracias a su función de dibujo en plano asistido. Cargando una pieza 3D en el programa, este asiste al usuario generando los planos y vistas deseadas. Sus herramientas permiten una correcta acotación de las dimensiones más importantes de los diseños, como medidas de las piezas totales, y en especial, los taladros a emplear para la sujeción de piezas de las antenas, o del acoplamiento de conectores.

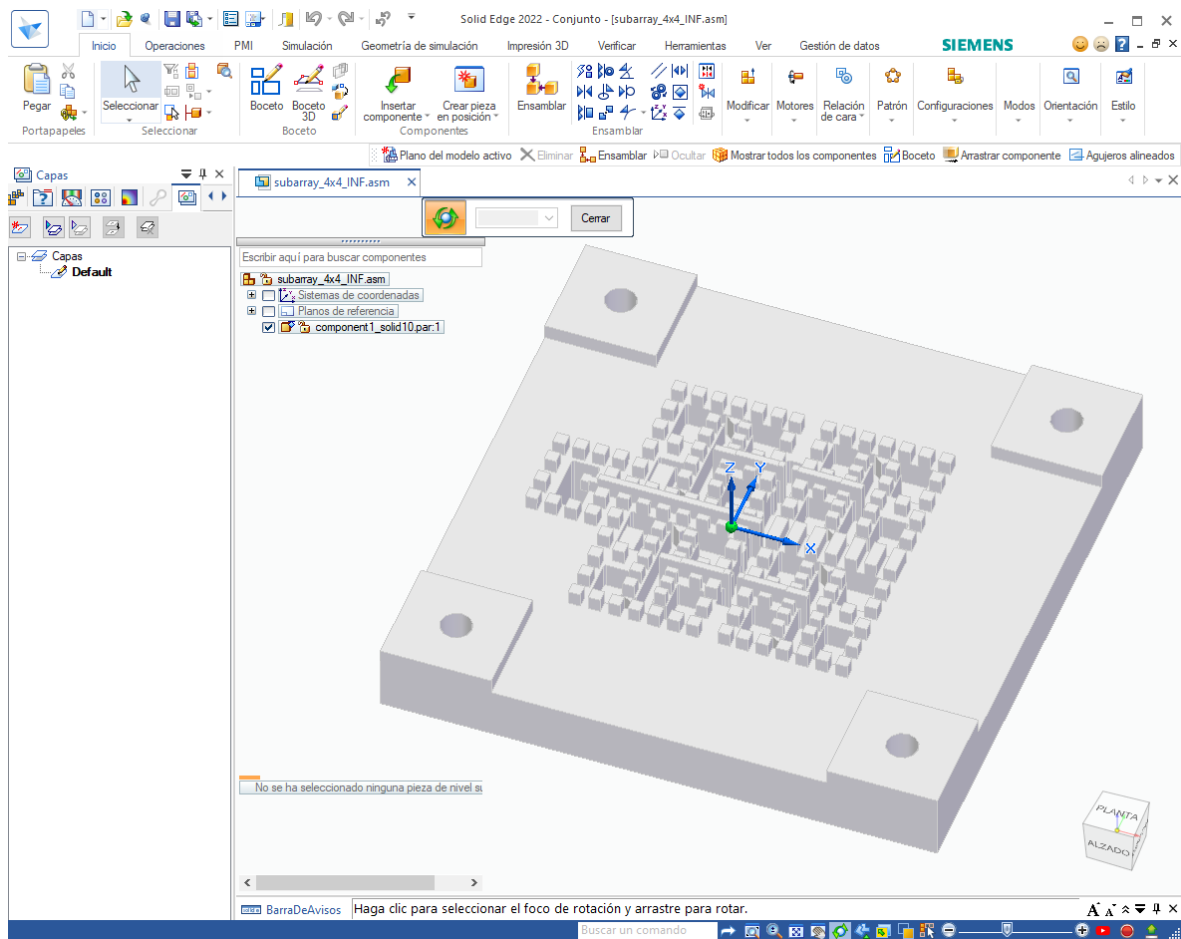


Figura 0-3: Interfaz de diseño Solid Edge

## B. Planos de fabricación de los diseños

### B.1 Guía RGW

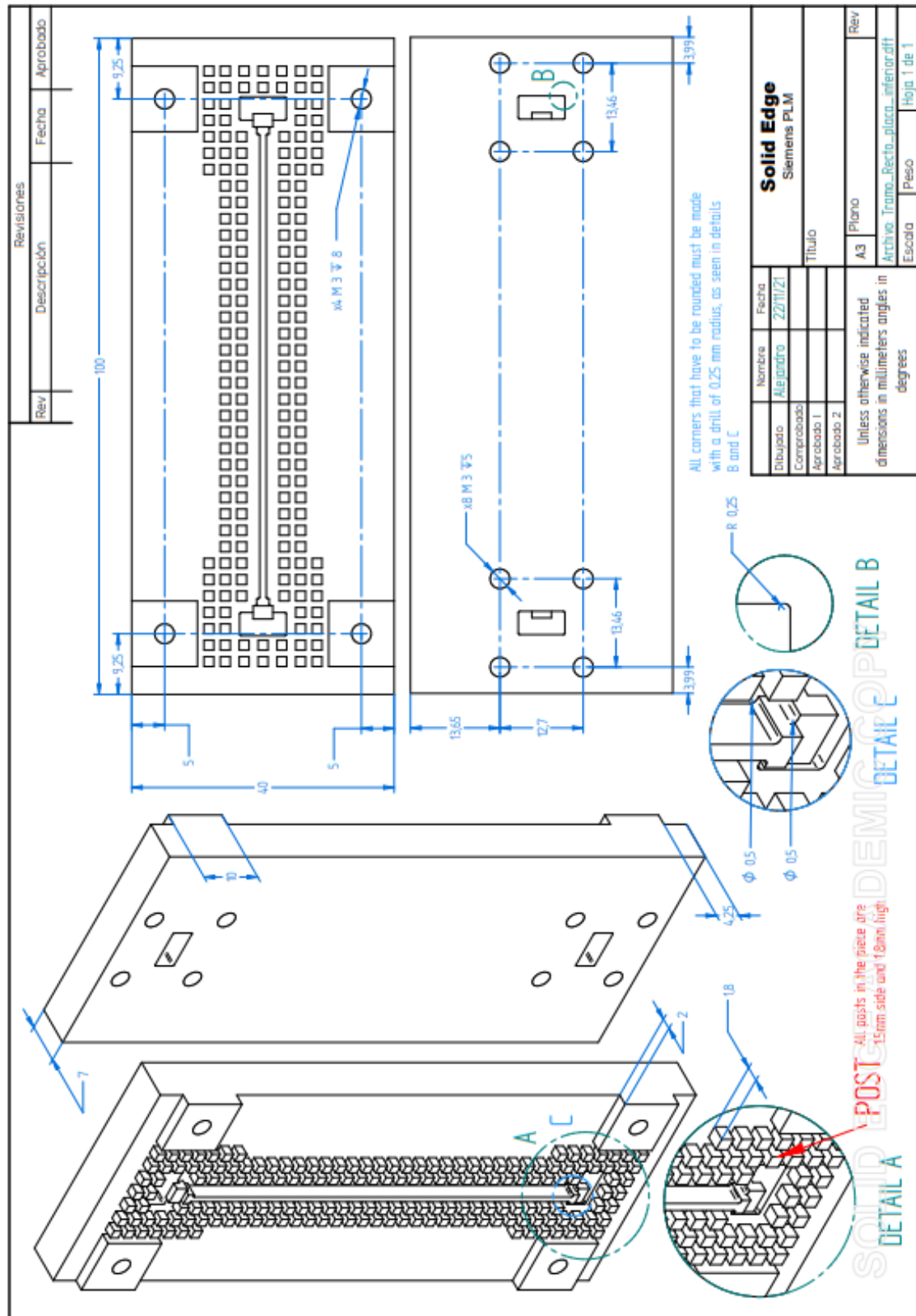
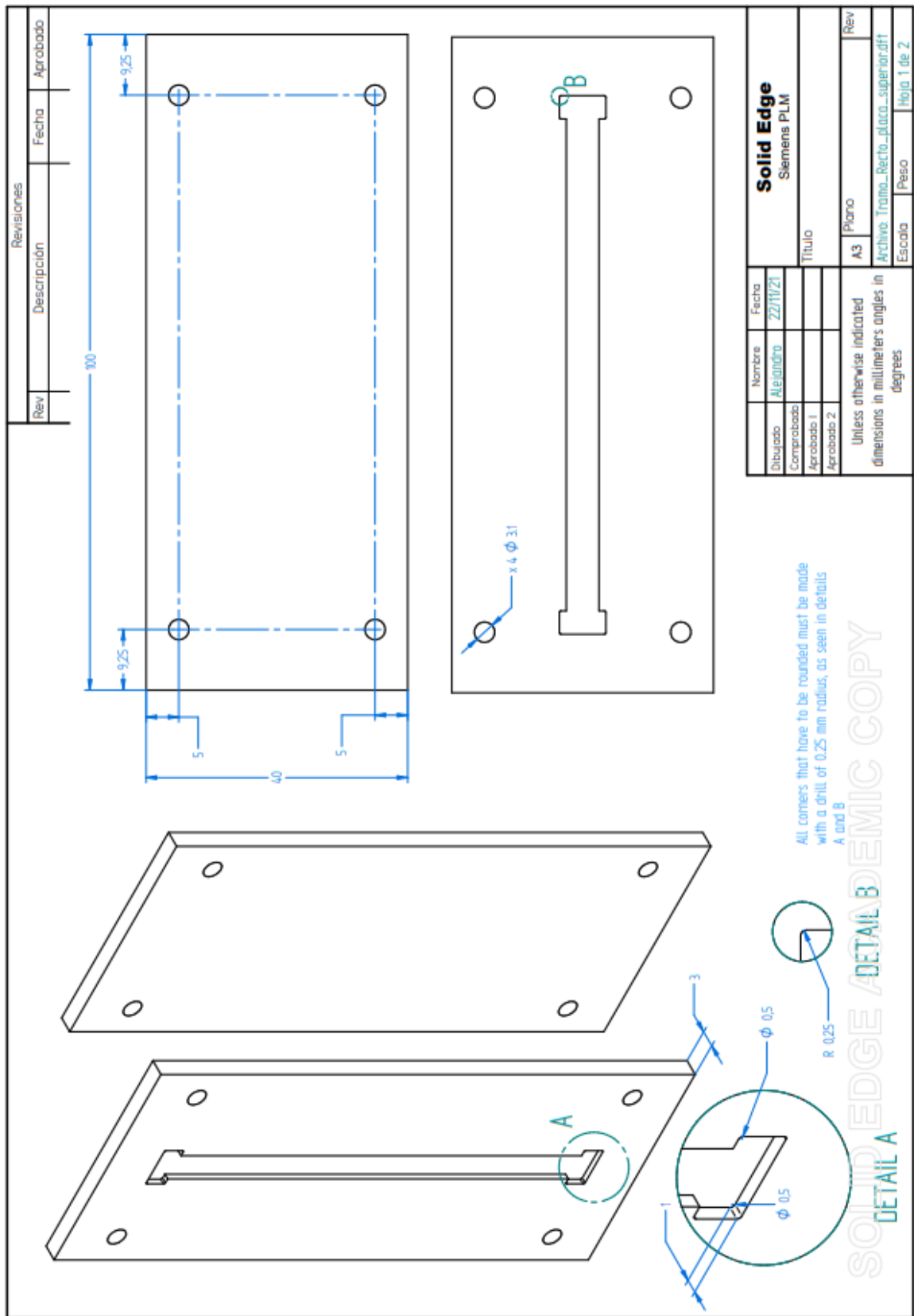


Figura 0-4: Plano de fabricación de la placa inferior de la guía RGW



**Figura 0-5: Plano de fabricación de la placa superior de la guía RGW**

## B.2 Divisor de potencia en T RGW

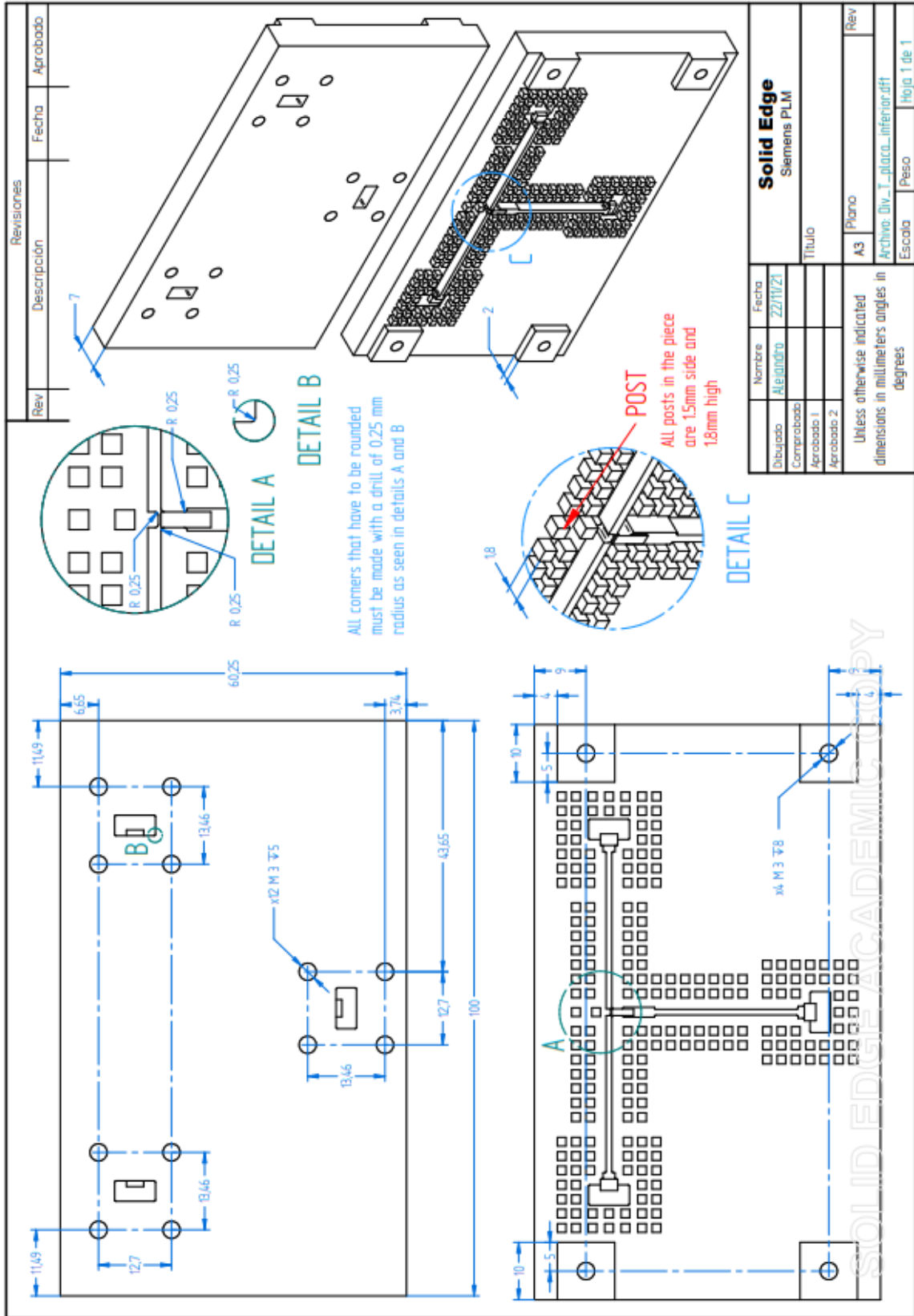


Figura 0-6: Plano de fabricación de la placa inferior del divisor T RGW-RGW

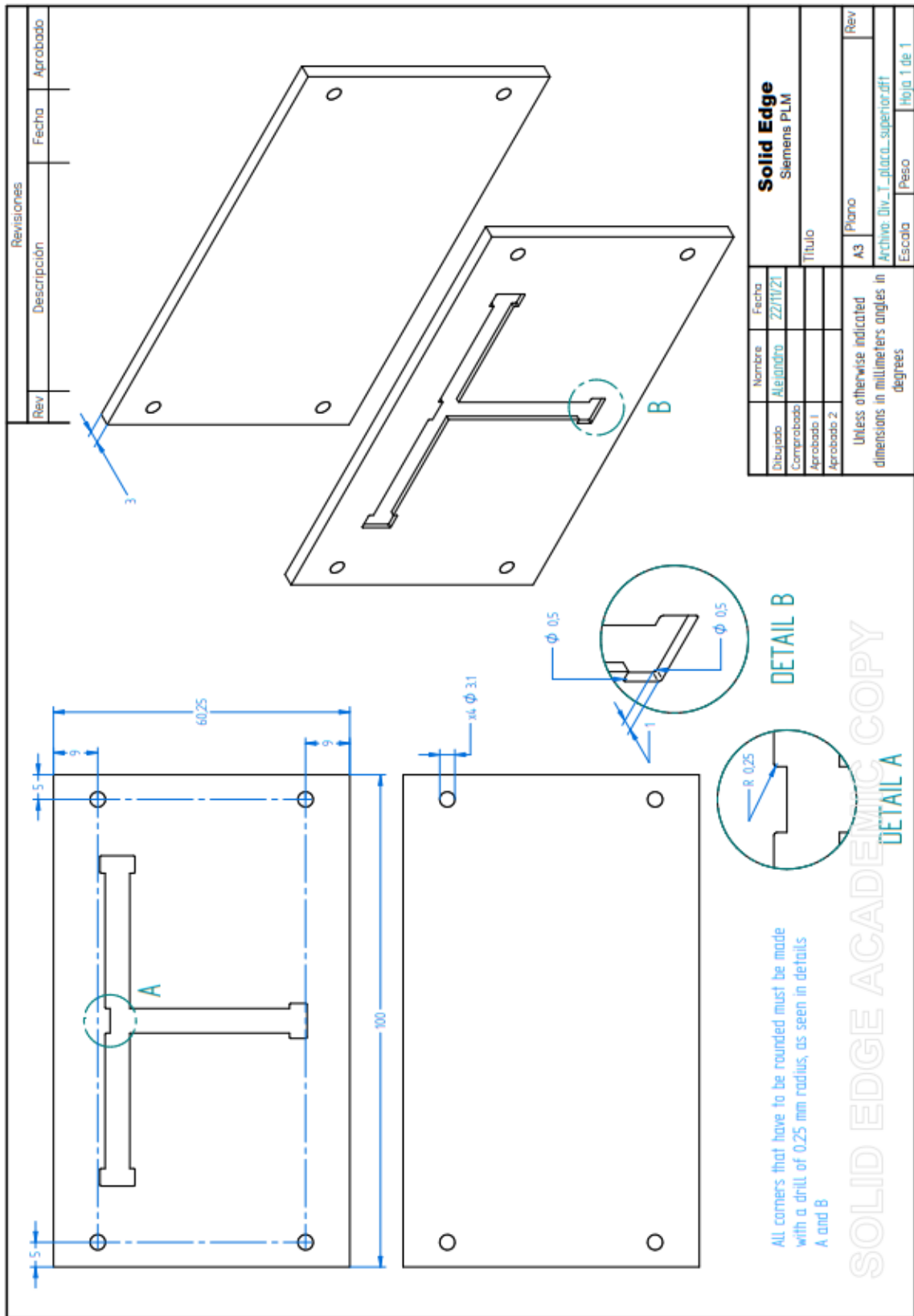


Figura 0-7: Plano de fabricación de la placa superior del divisor T RGW-RGW



### B.3 Divisor de potencia en H RGW-GGW-RGW

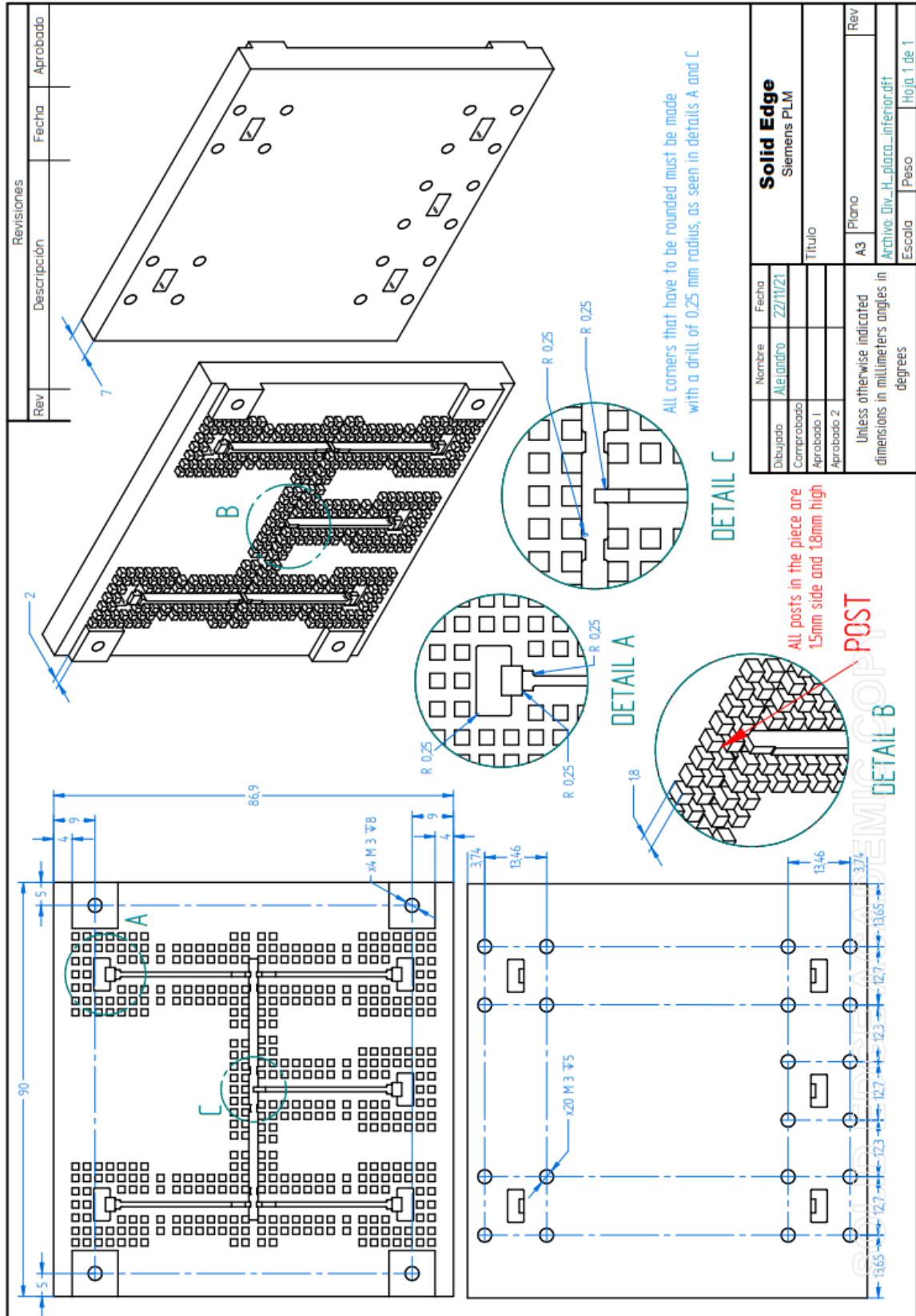
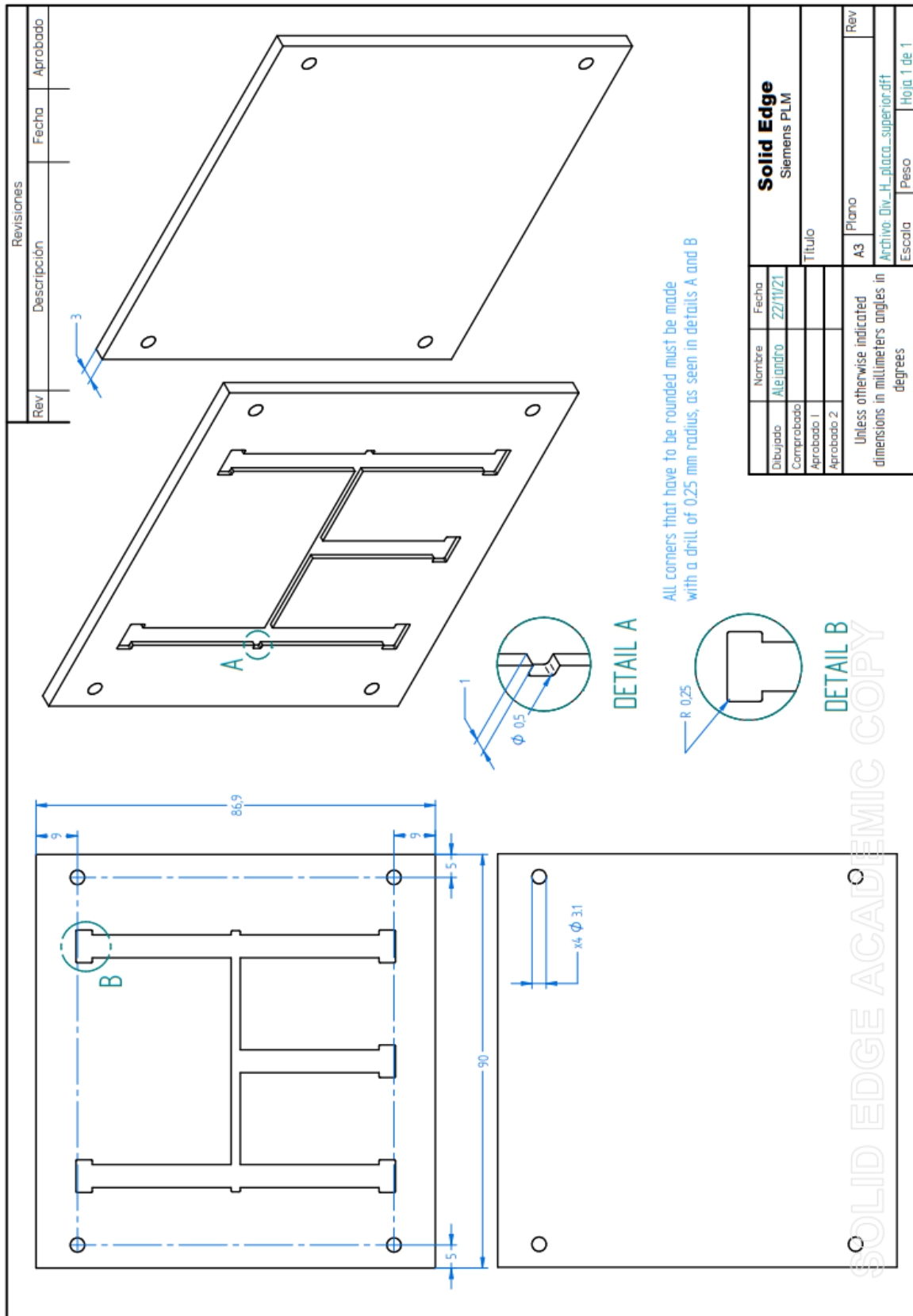


Figura 0-8: Plano de fabricación de la placa inferior del divisor H RGW-GGW-RGW



**Figura 0-9: Plano de fabricación de la placa superior del divisor H RGW-GGW-RGW**



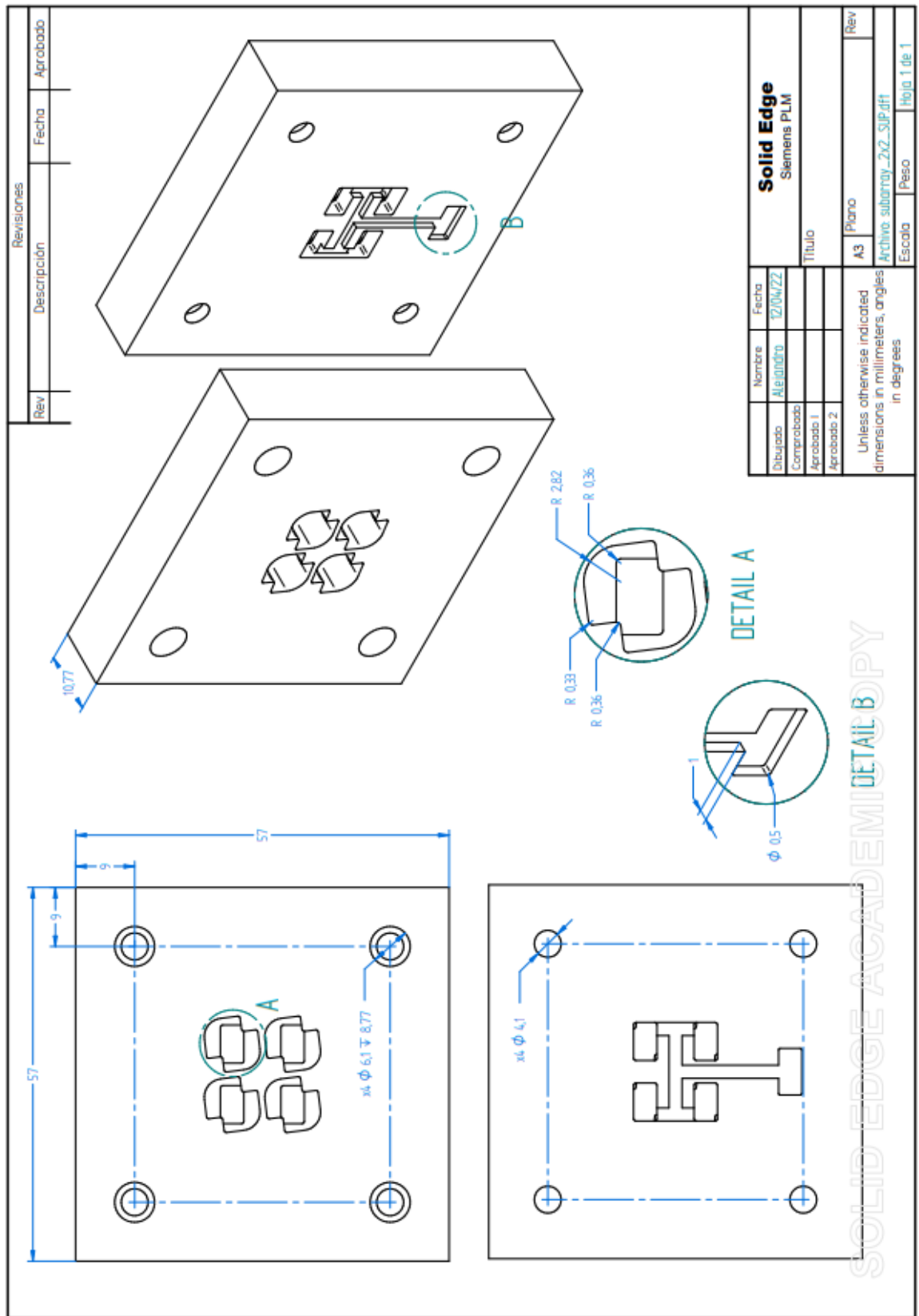


Figura 0-11: Plano de fabricación de la placa superior de la antena 2x2



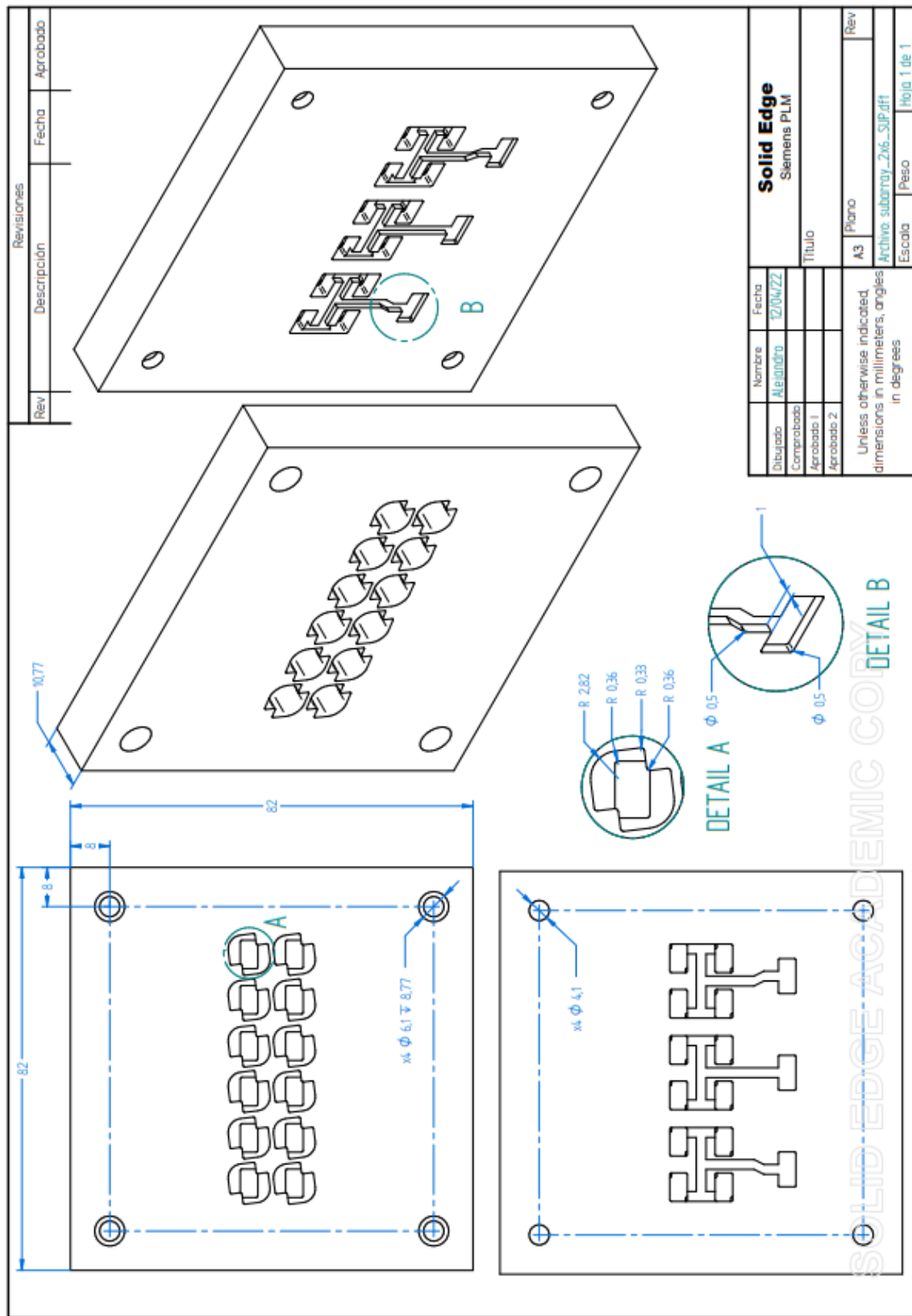


Figura 0-13: Plano de fabricación de la placa superior de la triple antena 2x2

## B.6 Antena 4x4

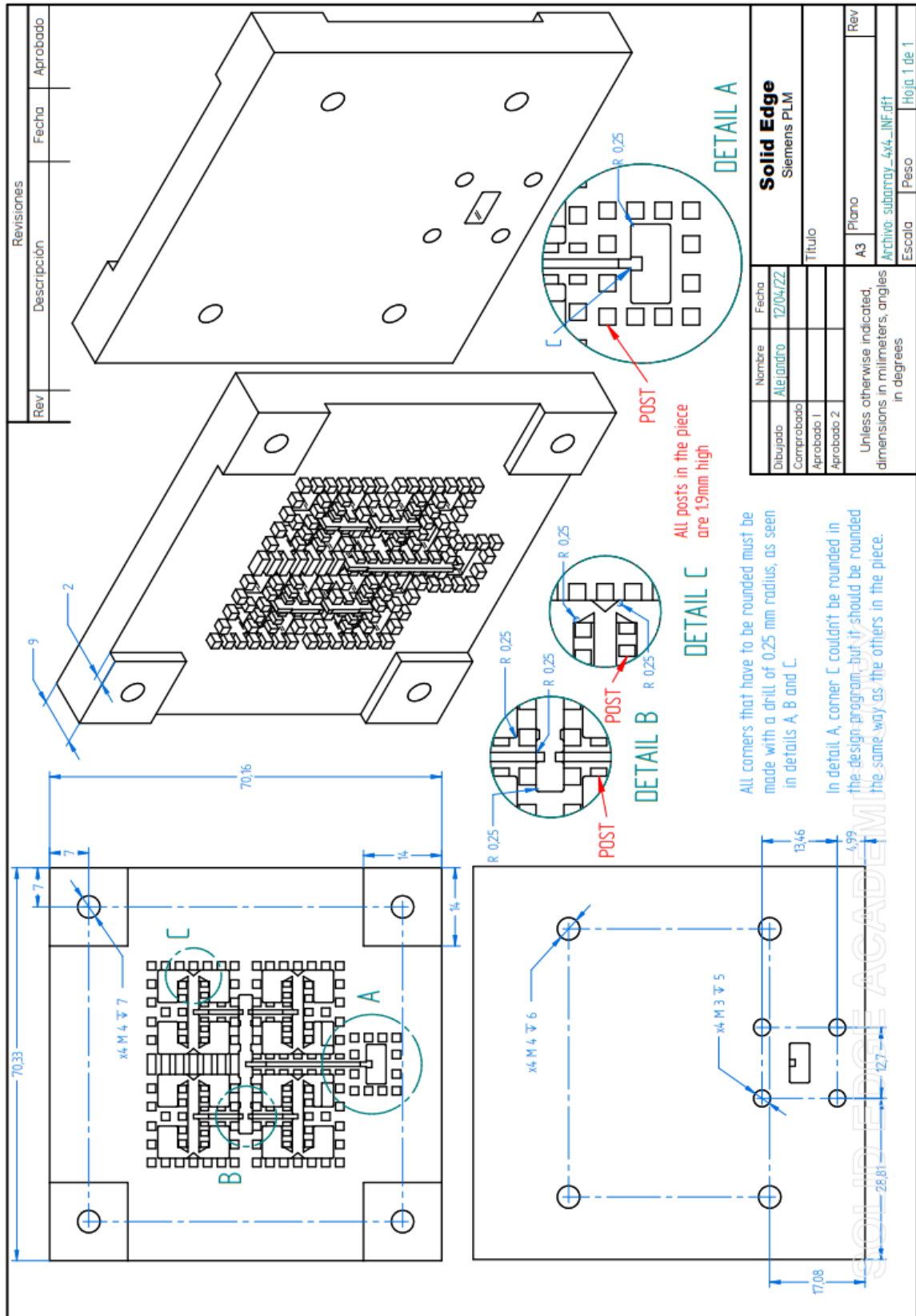
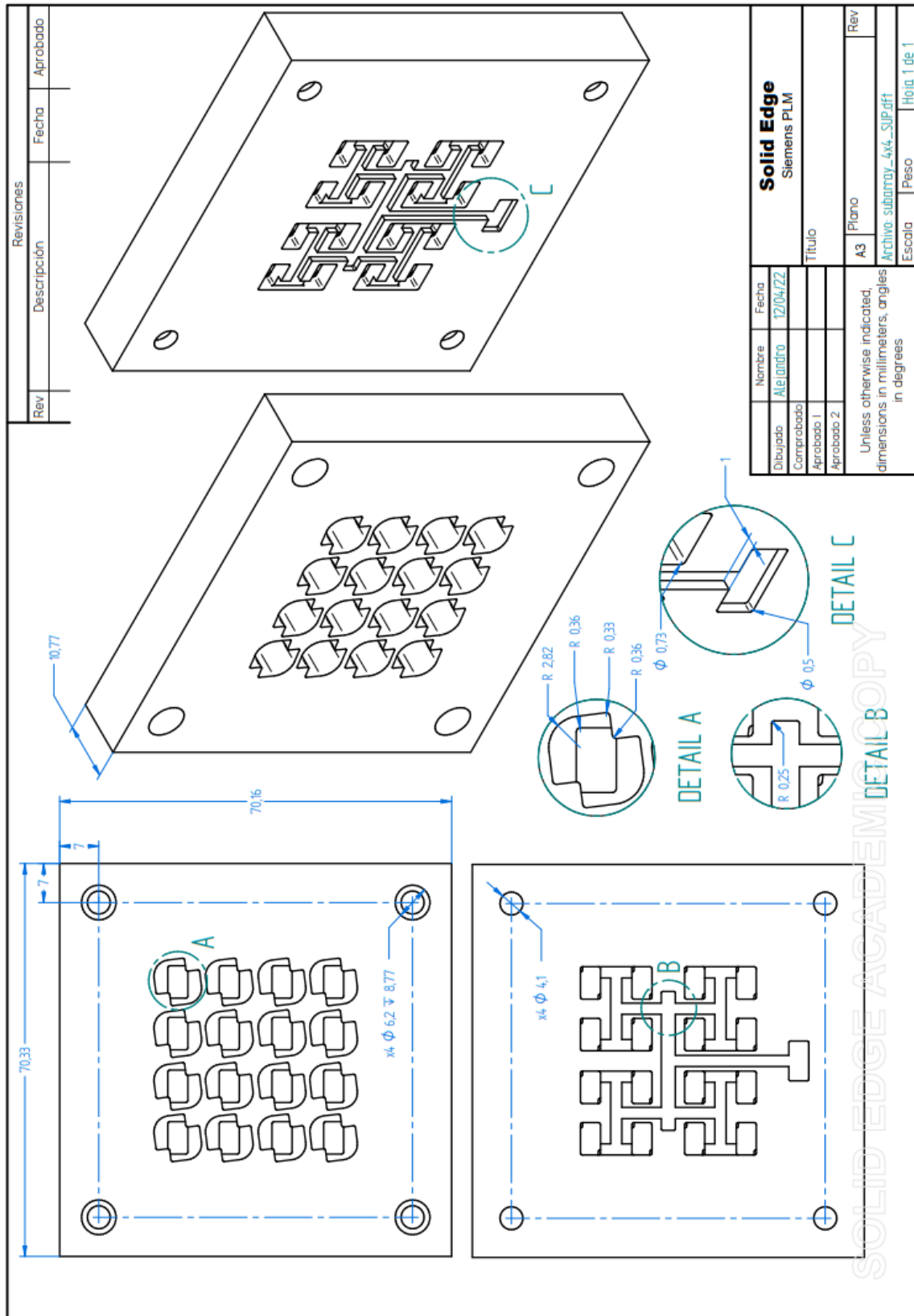


Figura 0-14: Plano de fabricación de la placa inferior de la antena 4x4



**Figura 0-15: Plano de fabricación de la placa superior de la antena 4x4**



## B.7 Antena 8x8

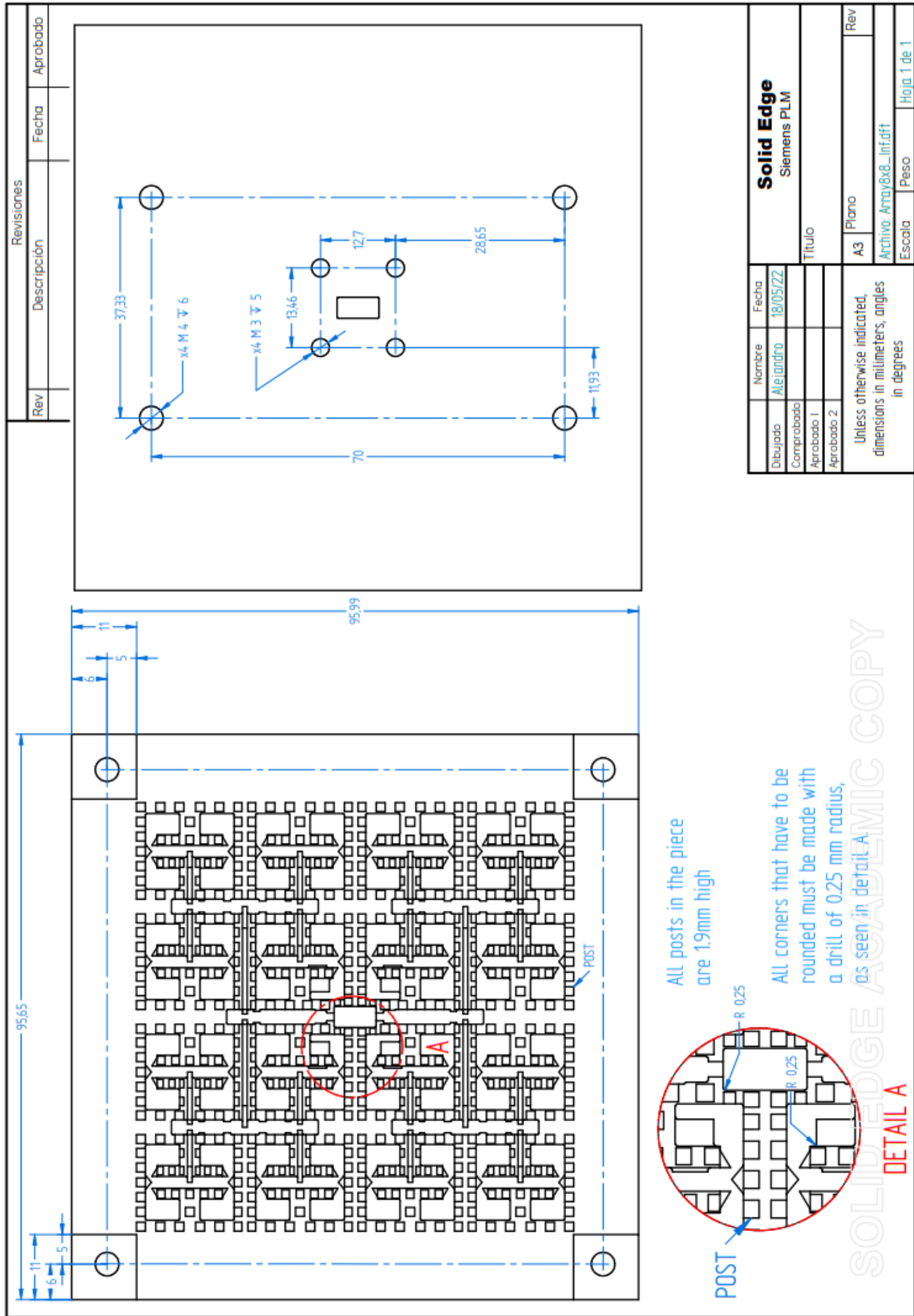
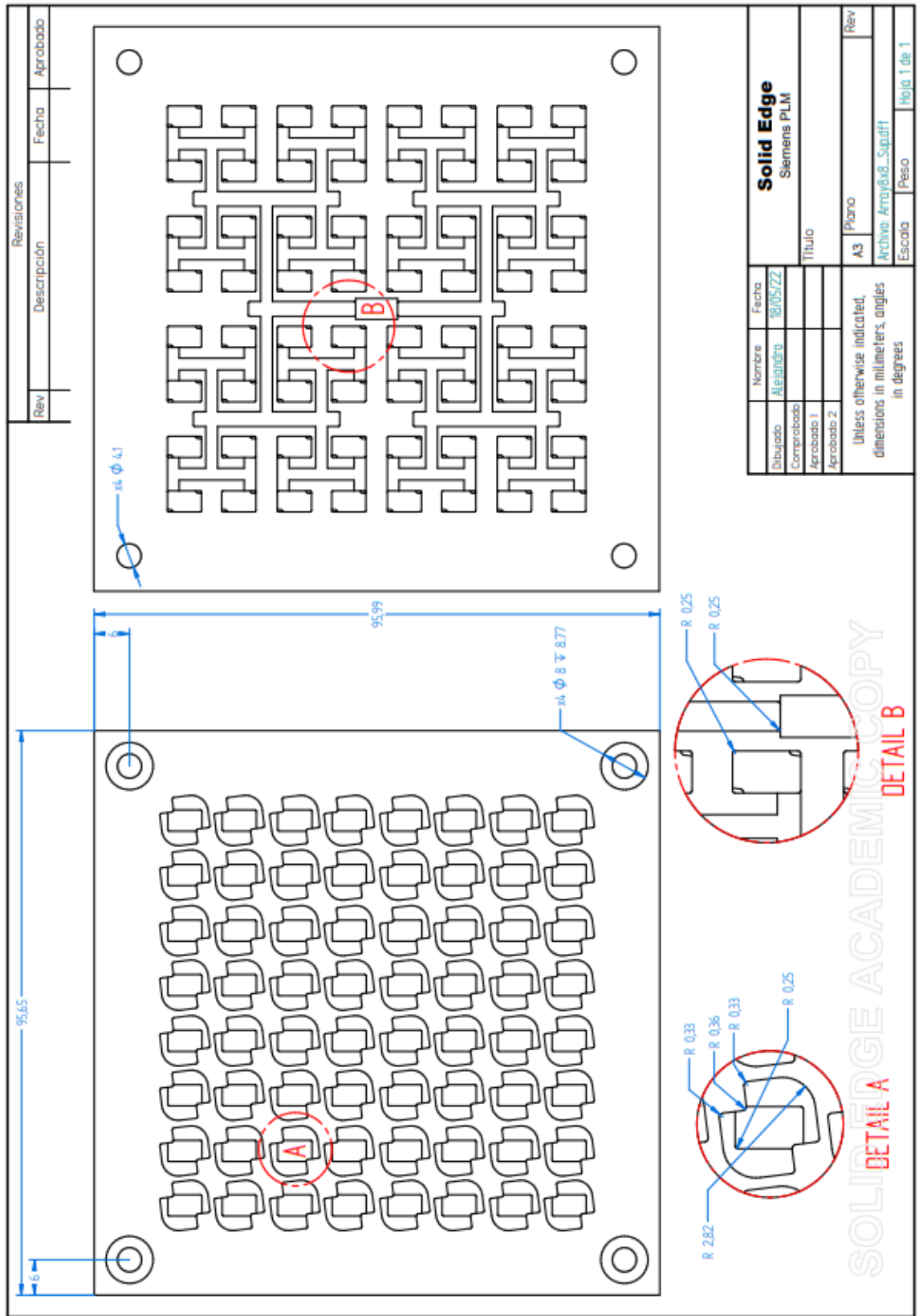


Figura 0-16: Plano de fabricación de la placa inferior de la antena 8x8



**Figura 0-17: Plano de fabricación de la placa superior de la antena 8x8**

## C. Equipamiento de medida

### C.1 Analizador de redes

Para el análisis de los parámetros de adaptación y transmisión de los diferentes diseños de este TFM se ha empleado un analizador de redes, en concreto, el Vector Network Analyzer MS46122B-043 de Anritsu. Este analizador llega hasta 43.5 GHz, y dispone de 2 puertos, cuya entrada es coaxial. Disponible en la Escuela Politécnica Superior de la UAM.



Figura 0-18: Analizador de redes MS46122B-043 de Anritsu

El dispositivo dispone de un *software* dedicado para su uso. Mediante cables coaxiales se conectan los dispositivos y se estudian los parámetros S. Por otro lado, se ha hecho uso de un kit de calibración, para evitar que los coaxiales modifiquen las medidas realizadas.

### C.2 Cámara anecoica

Las medidas en radiación de las antenas diseñadas han sido medidas en la cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Madrid, y por su personal. Esta cámara puede realizar medidas perfectamente en la banda Ka, banda de diseño de las antenas de este TFM.



Figura 0-19: Cámara anecoica de la Universidad Politécnica de Madrid

## D. Presupuesto / coste de los diseños fabricados

Se muestran los presupuestos necesarios para la fabricación de cada uno de los modelos estudiados en este TFM. Fabricados por Materialise, mediante mecanizado CNC en aluminio HSM. Cada diseño, consta de dos piezas, superior e inferior. Las placas inferiores constan de los pines, guías RGW, GGW, *ridges*, entre otras estructuras, haciendo que su coste sea mayor. En el caso de las antenas, también se implementan los elementos *bowtie*, aumentando el coste.

Pieza	Coste pieza [€]
Guía RGW – Placa Inferior	329
Guía RGW – Placa Superior	89
Divisor T RGW-RGW – Placa Inferior	368
Divisor T RGW-RGW – Placa Superior	100
Divisor H RGW-GGW-RGW – Placa Inferior	405
Divisor H RGW-GGW-RGW – Placa Superior	100
Antena 2x2 – Placa Inferior	209
Antena 2x2 – Placa Superior	135
Triple Antena 2x2 – Placa Inferior	479
Triple Antena 2x2 – Placa Superior	165
Antena 4x4 – Placa Inferior	449
Antena 4x4 – Placa Superior	165
Antena 8x8 – Placa Inferior	925
Antena 8x8 – Placa Superior	359
TOTAL	4277

Tabla 0-2: Coste de los diseños fabricados en este TFM

