

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Antena de alta ganancia con red de alimentación en Ridge Gap Waveguide para comunicaciones móviles 5G de muy alta velocidad a 38 GHz

Máster Universitario en Ingeniería de Telecomunicación

Autor: González Guerrero, Juan Antonio

Tutor: Masa Campos, José Luis

Junio, 2020

Antena de alta ganancia con red de alimentación en Ridge Gap Waveguide para comunicaciones móviles 5G de muy alta velocidad a 38 GHz.

AUTOR: Juan Antonio González Guerrero

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 2020



Resumen

Uno de los principales motivos por los que surge el 5G es por la necesidad de conseguir mayores anchos de banda para las comunicaciones móviles o las comunicaciones por satélite. Esto va unido al deseo de velocidades cada vez más altas y a reducir la latencia lo máximo posible. A medida que se aumenta la frecuencia de operación, se hace más importante la robustez de los diseños, siendo estos cada vez de menor tamaño por lo que tecnologías como la guía de onda se hacen inviables y entran en juego tecnologías menos utilizadas.

El objetivo de este TFM es diseñar una antena para el 5G, dado que en un futuro se establecerán diferentes bandas de frecuencias, actualmente, la única establecida es la de 3.5 GHz. Se desea que dicha antena tenga la máxima ganancia posible, ya que el hecho de incrementar la frecuencia aumenta de forma directa las pérdidas en espacio libre, motivo principal por el cual se diseña una agrupación de antenas. Es necesario realizar la red de alimentación por partes, dividiendo la agrupación de elementos radiantes 8x8 en *subarrays* de diferentes tamaños, asegurando la correcta alimentación de estos.

Finalmente, se muestran todos los diseños realizados a nivel de simulación electromagnética, hasta llegar a la red de alimentación final, y posibles prototipos que se pueden diseñar con diferentes métodos de fabricación, en función del presupuesto del que se disponga, tales como impresión 3D, fabricación aditiva, *difusión boding*...

Palabras Clave

5G, ancho de banda, red de alimentación, guía de onda, gap waveguide, ridge gap waveguide, polarización circular, relación axial, diagrama de radiación, reflexión, difusión boding.

Abstract

One of the main reasons why 5G arises is due to the need to achieve greater bandwidths for mobile communications or satellite communications. This is coupled with the desire for higher and higher speeds and to reduce latency as much as possible. As the frequency of operation increases, the robustness of the designs becomes more important, as these are becoming smaller, so technologies such as waveguides become unfeasible and less used technologies become more popular

The objective of this TFM is to design an antenna for 5G, in the near future different frequency bands will be established, but currently, the only one established is the 3.5 GHz. It is desired that said antenna have the maximum gain, since Increasing the frequency directly increases the losses in free space, this is the main reason why an antenna array is designed. It is necessary to make the supply network by parts, dividing the group of radiant elements 8x8 into subarrays of different sizes, ensuring the correct feeding of these.

Finally, all the designs made at the electromagnetic simulation level are shown, up to the final power supply network, and possible prototypes that can be designed with different manufacturing methods, depending on the budget available, such as 3D printing, additive manufacturing , body diffusion ..

Keywords

5G, bandwidth, feeding network, waveguide, gap, waveguide, ridge gap waveguide, circular polarization, axial ratio, radiation diagram, reflection, body difusión.

Agradecimientos

Me dispongo a escribir lo que serán mis últimas líneas de mi vida universitaria, con una mezcla de alegría y nostalgia. En muchos momentos dudaba de si llegaría este día, pero aquí estoy, y esto no habría sido posible de no ser por las personas que han estado a mi lado durante todo el recorrido.

En primer lugar, quería agradecer a mi tutor, José Luis, por aceptarme en este TFM y la paciencia que ha tenido conmigo. También cabe mencionar el apoyo de Edu, estando siempre disponible para cualquier duda que surgiera o para echarse un café con tostadas.

Agradecer a mi familia siempre dispuestos a ayudar en todo lo posible, incluso tratando de comprender este trabajo (complicado para alguien de letras) y a mis amigos que me sacaban a tomar unas cervezas cuando era necesario. No me olvido de la gente que he conocido en la universidad, en especial a Fonso y Alex (y a veces Jamil, Jorge y Sito), en los momentos que hacíamos nuestros respectivos TFMs, o, bueno, simplemente estábamos en el laboratorio. Se nota que cundía el tiempo ya que cumplíamos las listas de tareas pendientes e incluso las puntuábamos.

No me olvido de mis compañeros de clase que me hacían más amenas las tardes interminables realizando todo tipo de prácticas ya fuera viendo videos de cocina o de ufc. Y a mis compañeros de prácticas Daniel, Rober, Izquierdo y Fonso, sé que a veces nos podía la presión, pero conseguimos superarlo.

En resumen, gracias a todos (si me dejo a alguien daos por agradecidos), que quiero entregar ya la memoria.

Juanxo

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 MOTIVACIÓN	1
1.2 OBJETIVOS.....	2
1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	2
2 ESTADO DEL ARTE	3
2.1 GUÍA DE ONDA	3
2.1.1 Modos de propagación.....	4
2.1.2 Guía de onda rectangular	5
2.2 TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE	6
2.2.1 Estructuras de Banda Prohibida.....	6
2.2.2 Tipos de Gap Waveguide	7
2.2.3 Guía de onda Ridge.....	9
2.2.4 Métodos cálculo de impedancias single ridge waveguide	10
2.3 TEORÍA DE ANTENAS.....	12
2.3.1 Concepto de Antena.....	12
2.3.2 Banda de frecuencias.....	12
2.3.3 Clasificación de las Antenas.....	13
2.3.4 Array de antenas.....	13
2.3.5 Parámetros de una antena	14
3 DISEÑO	21
3.1 CONTEXTO Y CONSIDERACIONES PREVIAS.....	21
3.2 ESTRUCTURAS BÁSICAS.....	24
3.2.1 Diseño pines para Ridge Gap Waveguide	24
3.2.2 Estudio pérdidas con hileras de pines.....	25
3.3 ESTRUCTURAS FUNDAMENTALES	27
3.3.1 Divisor de potencia H.....	27
3.3.2 Divisor de potencia entrada modificada.....	29
3.3.3 Ranura de acoplo longitudinal.....	30
3.4 DISEÑO EN SECCIONES	33
3.4.1 Subarray 2x2 de elementos radiantes.....	33
3.4.2 Subarray 2x4	41
3.4.3 Subarray 4x4	51
3.4.4 Subarray 8x4	60
3.4.5 Antena 8x8.....	65
4 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO.....	71
4.1 CONCLUSIONES.....	71
4.2 TRABAJO FUTURO	72
REFERENCIAS	73
GLOSARIO	75
ANEXOS	- 1 -
A PROGRAMAS UTILIZADOS	- 1 -
A.1 CST STUDIO SUITE	- 1 -
A.2 EIGENMODE SOLVER CST	- 2 -
A.3 MATLAB	- 2 -

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1-1: ESPECIFICACIONES 5G [1]	1
FIGURA 2-1: GUÍA DE ONDA	3
FIGURA 2-2: GUÍA DE ONDA	3
FIGURA 2-3: MODOS DE PROPAGACIÓN.	4
FIGURA 2-4: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	5
FIGURA 2-5: FUNCIONAMIENTO TECNOLOGÍA GAP WAVEGUIDE.	6
FIGURA 2-6: CAMA DE PINES [3].....	6
FIGURA 2-7: DISEÑO PINES PARA STOPBAND. [3]	7
FIGURA 2-8: ESTRUCTURA MGW CON EGB.	7
FIGURA 2-9: ESTRUCTURA GGW CON EGB	8
FIGURA 2-10: ESTRUCTURA RGW.	8
FIGURA 2-11: PARÁMETROS DE LAS GUÍAS RIDGE: A) DOUBLE RIDGE. B) SINGLE RIDGE. [5].....	9
FIGURA 2-12: MODOS PROPAGADOS EN LA RIDGE: A) DOUBLE RIDGE. B) SINGLE RIDGE. [5].....	9
FIGURA 2-13: CALCULO IMPEDANCIA GUÍAS DE ONDA RIDGE.....	11
FIGURA 2-14: EJEMPLO DE ARRAY DE ANTENA DE PARCHE [9].....	13
FIGURA 2-15: COORDENADAS ESFÉRICAS [10].....	14
FIGURA 2-16: DIAGRAMA DE RADIACIÓN.....	15
FIGURA 2-17 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN: A) ISOTRÓPICO B) OMNIDIRECCIONAL C) DIRECTIVO.....	16
FIGURA 2-18: DIAGRAMA DE RADIACIÓN: A) CARTESIANAS 2D B) POLARES EN 2D C) ESFÉRICAS 3D.....	16
FIGURA 2-19: PARÁMETROS S, RED DE 2 PUERTOS.	18
FIGURA 2-20: MATRIZ PARA 2 TERMINALES.	18
FIGURA 2-21: TIPOS DE POLARIZACIONES [14]	20
FIGURA 3-1: FABRICACIÓN ADITIVA. [15]	21
FIGURA 3-2: ANTENA 8X8 DISEÑADA POR RFCAS: A) RED DE ALIMENTACIÓN EN GROOVE GAP WAVEGUIDE. B) DIVISOR A 4 DE POTENCIA Y APERTURAS DE EXCITACIÓN. C) CAVIDADES RADIANTES.....	22
FIGURA 3-3: ANTENA BOWTIE, GRUPO RFCAS.....	22
FIGURA 3-4: COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S11 SUBARRAY 2X2.....	22
FIGURA 3-5: VISTA SUPERIOR ANTENA BOWTIE.....	23
FIGURA 3-6: A) CONJUNTO PINES 3X3. B) DISEÑO CELDA PIN	24
FIGURA 3-7: ESTUDIO MODOS PROPAGADOS CELDA PIN	24
FIGURA 3-8: GUÍA DE ONDA RIDGE SIMPLE	25
FIGURA 3-9: ESTUDIO RIDGE CON HILERAS DE PINES: A) GUÍA RIDGE CON 2 HILERAS. B) ESTUDIO MODOS PROPAGADOS	25
FIGURA 3-10: ESTUDIO PÉRDIDAS Y PROPAGACIÓN CON DIFERENTES HILERAS DE PINES	26
FIGURA 3-11: VISTA SUPERIOR DEL CAMPO ELÉCTRICO RGW 1 FILA Y 2 FILAS DE PINES.	26
FIGURA 3-12: DIVISOR DE POTENCIA H, PRIMERA VERSIÓN	27
FIGURA 3-13: PARÁMETROS S DIVISOR H	28
FIGURA 3-14: PARÁMETROS S DIVISOR H DISMINUYENDO DISTANCIAS	29
FIGURA 3-15: DIVISOR H ENTRADA MODIFICADA	29
FIGURA 3-16: PARÁMETROS S DIVISOR DE POTENCIA MODIFICADO	30
FIGURA 3-17: FASES DE LAS SALIDAS DEL DIVISOR DE POTENCIA RESPECTO A LA PUERTA DE ENTRADA (1).....	30
FIGURA 3-18: RANURA LONGITUDINAL DE ACOPLA: A) VISTA DESDE ARRIBA. B) VISTA LATERAL.....	31
FIGURA 3-19: ADAPTACIÓN RANURA LONGITUDINAL DE ACOPLA	31
FIGURA 3-20: DIAGRAMA RADIACIÓN SLOT: A) 3D, B) POLAR	31
FIGURA 3-21: COMBINACIÓN DIVISOR H Y RANURA DE ACOPLA	32
FIGURA 3-22: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN SUBARRAY 2X2 RW.....	33
FIGURA 3-23: SUBARRAY 2X2 RW SIN PINES: A) RED DE ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON BOWTIE. C) LATERAL.....	34
FIGURA 3-24: S11 DE SUBARRAY 2X2 RW SIN PINES: A) RESPUESTA EN DB. B) CARTA SMITH.	35
FIGURA 3-25: DIAGRAMA DE RADIACIÓN SUBARRAY 2X2 RW SIN PINES $\Phi=90$	35
FIGURA 3-26: DIAGRAMA DE RADIACIÓN SUBARRAY 2X2 RW SIN PINES $\Phi=0$	36
FIGURA 3-27: AXIAL RATIO SUBARRAY 2X2 RW SIN PINES.	36
FIGURA 3-28: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN SUBARRAY 2X2 RGW	37
FIGURA 3-29: SUBARRAY 2X2 RGW A) SUPERIOR. B) SUPERIOR CON BOWTIE. C) LATERAL.....	38
FIGURA 3-30: S11 SUBARRAY 2X2 RGW	39
FIGURA 3-31: DIAGRAMA DE RADIACIÓN SUBARRAY $\Phi=90$ 2X2 RGW	40

FIGURA 3-32: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 2x2 RGW	40
FIGURA 3-33: AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 2x2 RGW	41
FIGURA 3-34: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 2x4 RW	41
FIGURA 3-35: RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 4x2 RW SIN PINES	42
FIGURA 3-36: <i>SUBARRAY</i> 4x2 RW SIN PINES: A) RED ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.	43
FIGURA 3-37: S11 <i>SUBARRAY</i> 4x2 RW SIN PINES	44
FIGURA 3-38: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=90$ 4x2 RW SIN PINES.....	44
FIGURA 3-39: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 4x2 RW SIN PINES.....	45
FIGURA 3-40:AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 4x2 RW SIN PINES.....	45
FIGURA 3-41: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 2x4 RGW	46
FIGURA 3-42: RED DE ALIMENTACIÓN RGW <i>SUBARRAY</i> 4x2	46
FIGURA 3-43: S11 <i>SUBARRAY</i> 4x2 RGW	47
FIGURA 3-44: <i>SUBARRAY</i> 4x2 RGW: A) RED DE ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.....	48
FIGURA 3-45: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=90$ 4x2 RGW	49
FIGURA 3-46: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 4x2 RGW	49
FIGURA 3-47: AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 4x2 RGW	50
FIGURA 3-48: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 4x4 RW	51
FIGURA 3-49: RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> DE ANTENAS 4x4 RW SIN PINES	52
FIGURA 3-50: <i>SUBARRAY</i> 4x4 RW SIN PINES: A) SUPERIOR. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.....	53
FIGURA 3-51: S11 <i>SUBARRAY</i> 4x4 RW SIN PINES.	54
FIGURA 3-52: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=90$ 4x4 RW SIN PINES.....	54
FIGURA 3-53: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 4x4 RW SIN PINES	55
FIGURA 3-54:AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 4x4 RW SIN PINES.....	55
FIGURA 3-55: S11 RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 4x4 RGW.	56
FIGURA 3-56: RED DE ALIMENTACIÓN RGW <i>SUBARRAY</i> DE ELEMENTOS RADIANTES 4x4.....	56
FIGURA 3-57: <i>SUBARRAY</i> 4x4 RGW: A) RED DE ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.....	57
FIGURA 3-58: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 4x4 RGW	58
FIGURA 3-59:DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=90$ 4x4 RGW	58
FIGURA 3-60: AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 4x4 RGW.....	59
FIGURA 3-61: ESQUEMA RED DE ALIMENTACIÓN <i>SUBARRAY</i> 4x8 RW.....	60
FIGURA 3-62: RED DE ALIMENTACIÓN DEL <i>SUBARRAY</i> RW SIN PINES 8x4.....	61
FIGURA 3-63: <i>SUBARRAY</i> 8x4 RW SIN PINES: A) RED DE ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.	62
FIGURA 3-64: S11 <i>SUBARRAY</i> 8x4 RW SIN PINES.	63
FIGURA 3-65: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=90$ 8x4 RW SIN PINES.....	63
FIGURA 3-66: DIAGRAMA DE RADIACIÓN <i>SUBARRAY</i> $\Phi=0$ 8x4 RW SIN PINES.....	64
FIGURA 3-67: AXIAL RATIO <i>SUBARRAY</i> 8x4 RW.	64
FIGURA 3-68: RED DE ALIMENTACIÓN ANTENA 8x8 RW SIN PINES	65
FIGURA 3-69: ANTENA 8x8 RW SIN PINES: A) RED DE ALIMENTACIÓN. B) SUPERIOR CON <i>BOWTIE</i> . C) LATERAL.	66
FIGURA 3-70: S11 ANTENA 8x8 RW SIN PINES.	67
FIGURA 3-71: DIAGRAMA DE RADIACIÓN ANTENA $\Phi=90$ 8x8 RW SIN PINES.....	67
FIGURA 3-72: DIAGRAMA DE RADIACIÓN ANTENA $\Phi=0$ 8x8 RW SIN PINES.....	68
FIGURA 3-73: AXIAL RATIO ANTENA 8x8 RW SIN PINES.	68
FIGURA 0-1: INTERFAZ CST STUDIO SUITE.	- 1 -
FIGURA 0-2: EJEMPLO RESULTADO DE CAMPO ELÉCTRICO.....	- 1 -
FIGURA 0-3:DIAGRAMA DE DISPERSIÓN CST	- 2 -
FIGURA 0-4: LOGO MATLAB.....	- 2 -

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1: TABLA FRECUENCIAS MICROONDAS.....	12
TABLA 2: VALORES DIVISOR DE POTENCIA H.....	28
TABLA 3: VALORES <i>RIDGE</i> UTILIZADA PARA LA RANURA DE ACOPLLO LONGITUDINAL.....	32
TABLA 4: DIMENSIONES DIVISOR T SUBARRAY 4x2 RW SIN PINES.....	42
TABLA 5: DIMENSIONES DIVISOR T SUBARRAY 4x2 RGW.....	47
TABLA 6 DIMENSIONES DIVISOR T SUBARRAY 4x4 RW SIN PINES.....	52
TABLA 7: DIMENSIONES DIVISOR T SUBARRAY 4x4 RGW.....	57
TABLA 8: DIMENSIONES DIVISOR T SUBARRAY 8x4 RW SIN PINES.....	61
TABLA 9: DIMENSIONES DIVISOR T ANTENA 8x8 RW SIN PINES.....	65
TABLA 10: ANCHO DE BANDA PORCENTUAL RW.....	69
TABLA 11: ANCHOS DE BANDA PORCENTUAL RGW.....	69
TABLA 12: RESULTADOS $\Phi=90$	69
TABLA 13: RESULTADOS $\Phi = 0$	69

1 Introducción

1.1 Motivación

El nuevo estándar de comunicaciones móviles 5G supone un gran cambio con respecto al actual 4G, fundamentalmente en lo referente a velocidad, latencia y tiempos de respuesta. En junio de 2018, se aprobó el uso de la banda de 3.5 GHz para el primer despliegue 5G en España. No obstante, para conseguir el máximo potencial en lo referente a la velocidad de comunicación de datos, se requiere el uso de bandas de frecuencias superiores. Dos son las elegidas, la banda de 26 – 28 GHz, y la de 38 – 43 GHz. Esto implicará necesariamente modificar algunas instalaciones existentes para poder incrementar la frecuencia de operación. En algunas aplicaciones, una manera de reducir este coste pasa por el uso de las comunicaciones por satélite, además de permitir el acceso a zonas de difícil orografía o para situaciones de emergencia o catástrofe.



Figura 1-1: Especificaciones 5G [1]

El uso de estas bandas de frecuencias tan elevadas, tienen como contrapartida un aumento muy considerable de las pérdidas por propagación en espacio libre, circunstancia mucho menos acusada en las bandas tradicionales de comunicaciones móviles. Por tanto, es necesario que las antenas tengan una ganancia elevada, bajas pérdidas en su red de distribución de señal y, preferiblemente, con diversidad de polarización.

En este trabajo, se plantea el diseño de una antena en la banda de 38 GHz del nuevo estándar 5G de alta velocidad, que cumpla los siguientes requisitos:

- Antena tipo array de alta ganancia
- Polarización circular para permitir comunicaciones por satélite.
- Red de alimentación en guía de onda para favorecer bajas pérdidas. Este se considera un punto crítico, ya que, en frecuencias tan elevadas, la integración de diferentes módulos o partes conlleva necesariamente problemas de fugas de señal por contactos deficientes. Por ello, se propone la utilización de la tecnología en *gap waveguide* o guía-hueco, que permite la propagación de la onda dentro de la red de alimentación para guías de onda no enteramente cerradas. Además de ello, se pretende optar por la estructura en guía de onda *ridge*, que permite mejorar el ancho de banda monomodo de respuesta, reduce tanto la posibilidad de distorsión de la señal como el espacio ocupado en comparación con la guía de onda metálica tradicional.

1.2 Objetivos

El objetivo de este TFM es el diseño de un array 8x8 de elementos radiantes, que cumpla los requisitos mencionados anteriormente, en tecnología RGW.

Los objetivos más concretos se detallan a continuación:

- Diseño de las estructuras básicas para que la señal se propague en la banda de frecuencias deseada, tales como pines, guía de onda *ridge* e hileras de pines necesarias.
- Diseño de divisor de potencia H con tecnología a 38 GHz.
- Elaboración de una ranura longitudinal para poder radiar la señal.
- Diseño de las redes de alimentación para los *subarrays* 2x2, 4x2, 4x4, 8x4 y la antena final 8x8, observando su comportamiento electromagnético y a ganancia obtenida.
- Elaboración de los planos para la fabricación de la red de alimentación del array 8x8, y construcción de la antena.
- Medición de la antena y comparativa de las simulaciones electromagnéticas y las medidas obtenidas.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- En el **capítulo 2** se hace referencia a los conceptos teóricos necesarios para elaborar este TFM: teoría de guías de onda, teoría de antenas, tecnología RGW, así como conceptos de propagación de la señal, Ganancia, Diagramas de radiación...
- En el **capítulo 3** se detalla el diseño de los diferentes elementos necesarios para la elaboración de las distintas redes de alimentación que se utilizarán para alimentar al array de antenas encargado de propagar la señal: tanto divisores de potencia como de ranuras de acoplo y pines utilizados.
- En el **capítulo 4** se realizará la red de alimentación completa, se simulará y se realizará una comparativa entre los diferentes métodos elegidos.
- En el **capítulo 5** se presentan las conclusiones extraídas del proceso de diseño de los diferentes elementos de la estructura y de las antenas finales. Adicionalmente se comenta, en un apartado, tanto posibles mejoras que se pueden realizar como líneas de trabajo futuro

2 Estado del arte

En este capítulo se describirá la situación en la que se enmarca este trabajo de fin de máster, definida principalmente por una sociedad en la que la tecnología ocupa una gran parte del interés de la población global, motivo por el cual resulta de vital importancia que "todo esté conectado". El contenido de este apartado se dividirá en conceptos teóricos generales y conceptos teóricos específicos.

2.1 Guía de onda

Una guía de onda es un medio físico por el que se transmite una onda, la cual lleva una información que puede ser audio, video...

La transmisión de una señal por este medio reduce las pérdidas que se producen en la transmisión de la señal desde el emisor hasta el receptor, por lo que el uso de este medio para la transferencia de información es de los más utilizados en el campo de las microondas.

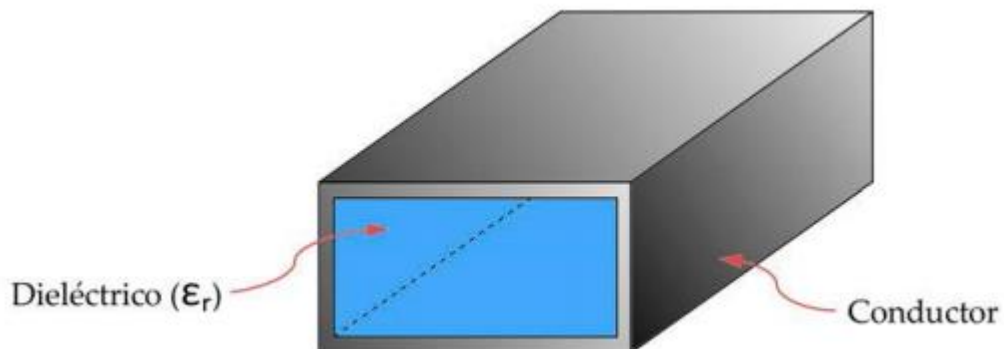


Figura 2-2: Guía de onda

Una guía de onda simple está formada por un conductor perfecto en el exterior que rodea un substrato, el cual lo determina su constante dieléctrica(ϵ_r). Cada material tiene una ϵ_r diferente.

La constante dieléctrica del medio es un número complejo formado por la parte real (ϵ_r') y parte imaginaria (ϵ_r''), de modo que si dividimos entre la constante dieléctrica del vacío obtenemos lo siguiente:

$$\frac{\epsilon}{\epsilon_0} = (1 + X_e) \quad (2.1)$$

Donde X_e se corresponde con la parte imaginaria, es decir la parte de pérdidas del material.

2.1.1 Modos de propagación.

Las ondas electromagnéticas se propagan por las diferentes guías de onda en diferentes modos de propagación, que dependen de las especificaciones de la guía, la frecuencia y el número de conductores perfectos que tenga el medio físico.

Si la frecuencia de la señal es superior a la frecuencia de dicho modo, entonces hay propagación de la señal; si por el contrario la frecuencia del modo es superior a la de la señal, entonces no habría propagación y se trataría de un modo “evanescente”.

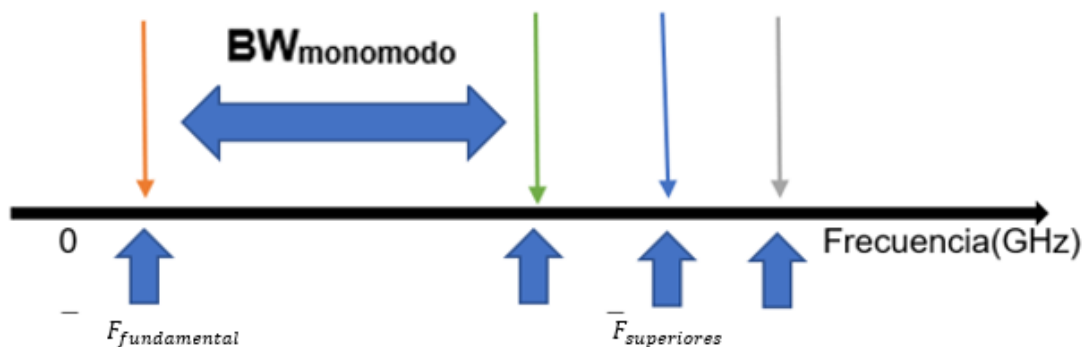


Figura 2-3: Modos de propagación.

El ancho de banda monomodo (BW) es el ancho de banda que abarca desde el modo fundamental hasta el primer modo de orden superior. Existe un número infinito de modos de propagación y cada uno de ellos viene dado por una frecuencia determinada y por la estructura de la guía de onda en cuestión.

En una guía de onda existe la propagación de diferentes modos: [2]

- **Modo Transversal Eléctrico (TE):** En los modos TE los componentes del campo eléctrico en la dirección de propagación son nulos.
- **Modo Transversal Magnético (TM):** En los modos TM sucede al contrario que en los TE: las componentes del campo magnético en la dirección de propagación son nulos.
- **Modo Transversal Electromagnético (TEM):** Los modos TEM se producen cuando la guía de onda posee más de un conductor perfecto. Dicho modo posee las componentes longitudinales del campo eléctrico y magnético con valor nulo, es decir no hay componentes magnético y eléctrico en la dirección de propagación.
- **Modo Híbrido:** Son aquellos modos en los que el valor de las componentes longitudinales eléctricas y magnéticas son, ambas, diferentes de 0, es decir están ambas presentes.

2.1.2 Guía de onda rectangular

La guía de onda rectangular viene dada por sus dimensiones “a” (anchura) y “b” (altura). En la guía rectangular al poseer solo un conductor perfecto solo se pueden propagar modos TE y TM. Dichos modos vienen dados por las frecuencias de corte, las cuales se basan en las dimensiones a y b de la guía rectangular.

Épsilon (ϵ) y mu (μ) se corresponden con las propiedades del dieléctrico del interior de la guía.

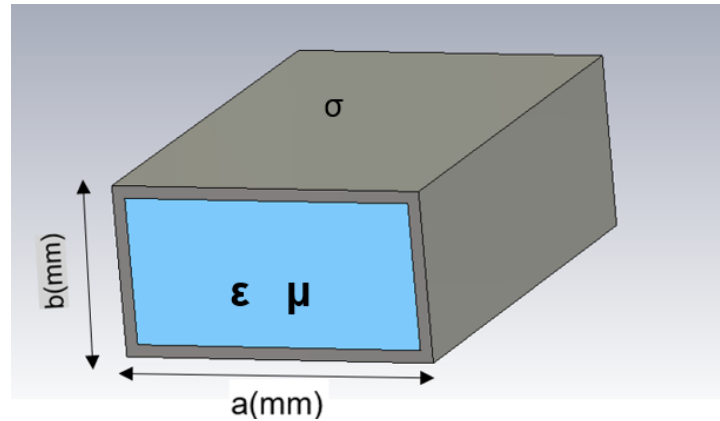


Figura 2-4: Guía de onda rectangular.

En este tipo de guías solo se pueden propagar los modos TE y TM, en función de la siguiente fórmula:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.2)$$

Siendo “c” la velocidad de la luz y “m” y “n” los índices de los modos.

La longitud de onda para la que se propaga cada uno de los modos varía en función de la frecuencia de corte de la guía, y éste varía a su vez en función de las dimensiones de la guía rectangular.

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{F_0}\right)^2}} \quad (2.3)$$

Donde λ es la longitud de onda en el dieléctrico de la guía de onda rectangular.

2.2 Tecnología Gap Waveguide

En un escenario hipotético de dos placas paralelas, una superior de material conductor eléctrico perfecto (PEC) y otra inferior de material conductor magnético perfecto (PMC), tal y como se representa en la figura 2-5-a, si la separación es menor a un cuarto de la longitud de onda, la señal no se propaga. Sin embargo, si se introduce un fragmento de material PEC en la placa inferior, las ondas TEM empiezan a propagarse en el camino formado entre ambas placas PEC. De modo que las zonas PMC actúan como paredes de una guía de onda, impidiendo que el campo escape por los lados. En conclusión, la presencia de una pequeña separación entre materiales PEC rodeada de material PMC, confina la propagación de los modos a la zona central.

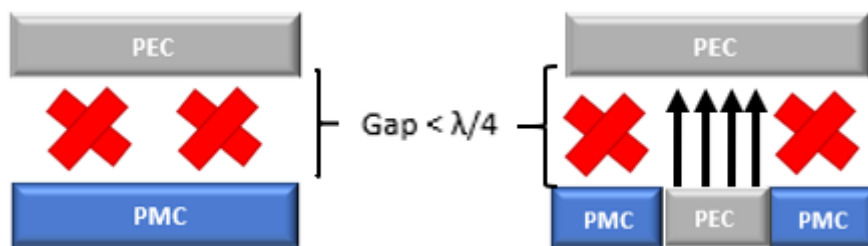


Figura 2-5: Funcionamiento Tecnología Gap Waveguide.

Debido a que no existen los materiales PMC de manera natural, es necesario generar dichas superficies de manera artificial.

2.2.1 Estructuras de Banda Prohibida

Existen unas estructuras de banda prohibida denominadas EGB (*Electromagnetic Band Gap*), dichas estructuras poseen una impedancia notablemente alta que no permiten la propagación de ondas en un determinado rango de frecuencias. Este rango de frecuencias por el cual no se propaga señal se conoce como banda prohibida o *stopband* (Figura 3-7). Dichas estructuras consisten en repeticiones periódicas de elementos como camas de pines, clavos...

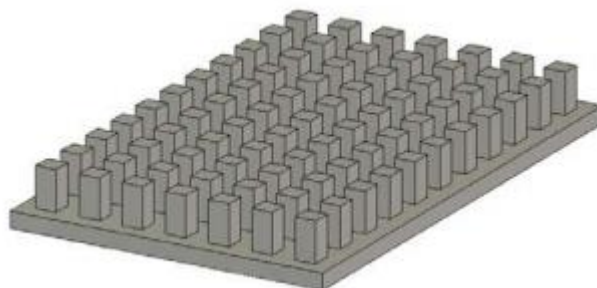


Figura 2-6: Cama de pines [3]

El diseño de la cama de pines consiste en la elaboración de un pin para que no propague señal en el rango de frecuencias deseado, con un ancho (W), una altura determinada por un gap (D) y replicarlo con un cierto periodo (P). Esto permite que toda la parte de los pines se comporte como material PMC, y abre la puerta a introducir elementos en medio que actúen como material PEC para propagar señal.

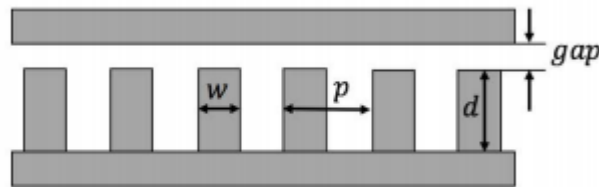


Figura 2-7: Diseño pines para stopband. [3]

2.2.2 Tipos de Gap Waveguide

Hay diferentes maneras de implementar la tecnología Gap en función del tipo de camino y la propagación que se desee:

- 1) *Ridge Gap Waveguide* (RGW): consiste en una tira metálica en el centro de la guía de onda (*ridge*).
- 2) *Groove Gap Waveguide* (GGW): consiste en la guía de onda vacía rodeada de pines.
- 3) *Microstrip Gap Waveguide* (MGW): Hay una capa de sustrato dieléctrico suspendida sobre la cama de pines y encima se encuentra la línea microstrip.

2.2.2.1 Microstrip Gap Waveguide (MGW)

Dicha estructura lleva una línea *microstrip* suspendida encima del dieléctrico que está en la parte superior de la cama de pines (que se comporta como elemento PMC), de modo que actúa como elemento PEC y la estructura se comporta como una línea *microstrip* mejorada, ya que se evita que la estructura resuene a frecuencias no deseadas, propagando únicamente un modo *quasi-TEM*.

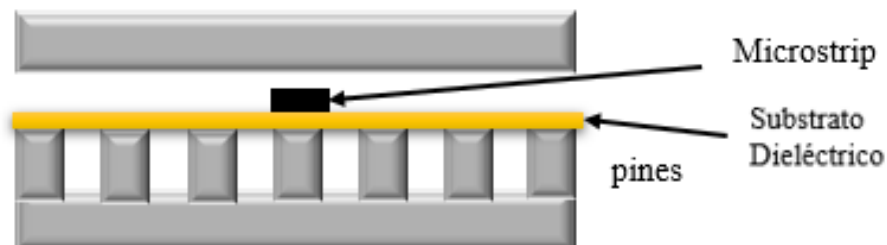


Figura 2-8: Estructura MGW con EGB.

2.2.2.2 Groove Gap Waveguide (GGW)

En este tipo de estructuras, se elimina parte del material PMC, dejando un espacio libre que permite la propagación de los modos TE/TM típicos de una guía de onda convencional, con una frecuencia de corte dada por los parámetros del espacio dejado por los pines, es decir, altura y anchura del hueco.

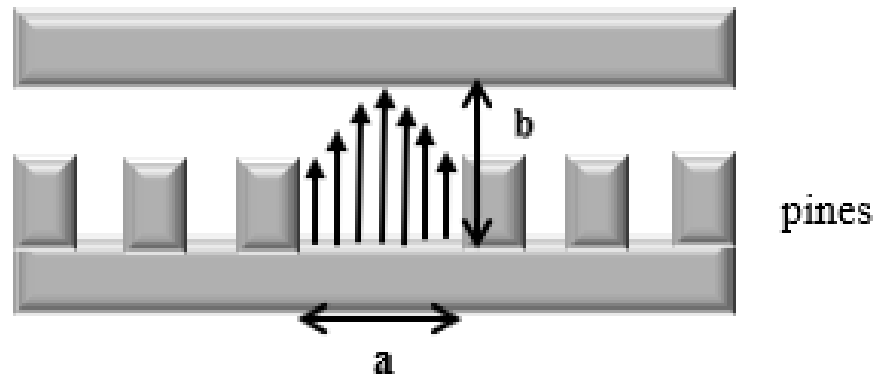


Figura 2-9: Estructura GGW con EGB

Este tipo de guías tienen mejor respuesta que las RGW a frecuencias bajas, por lo que es muy útil para el diseño de filtros a baja frecuencia.

2.2.2.3 Ridge Gap Waveguide (RGW)

El funcionamiento de la RGW consiste en una tira metálica de mayores dimensiones que los pines empotrada en el centro, que se encarga de que el campo eléctrico se propague entre la parte superior de la ridge y la parte superior de la estructura, propagando el modo quasi-TEM en la banda de paso que dejan los pines.

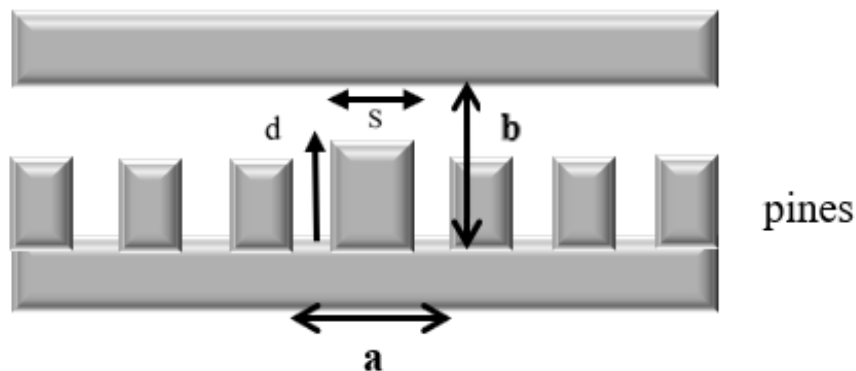


Figura 2-10: Estructura RGW.

2.2.3 Guía de onda Ridge

La principal diferencia de las guías de onda *ridge* con respecto a las guías de onda convencionales es que la impedancia es notablemente inferior y es más sencillo realizar adaptaciones. Además, los anchos de banda que se consiguen son superiores a las guías de onda convencionales. [4]

El principal modo propagado en las guías de onda *ridge* es el Quasi-TEM. Hay dos tipos de guías *ridge*: la *double ridge* (Figura 2-11.a) y la *single ridge* (figura 2-11. b). [5]

Los parámetros que dan lugar a dicha guía son los siguientes:

- Anchura guía de onda (a).
- Altura de la guía de onda (b).
- Anchura de la *ridge* (s).
- Altura de la *ridge* (d).

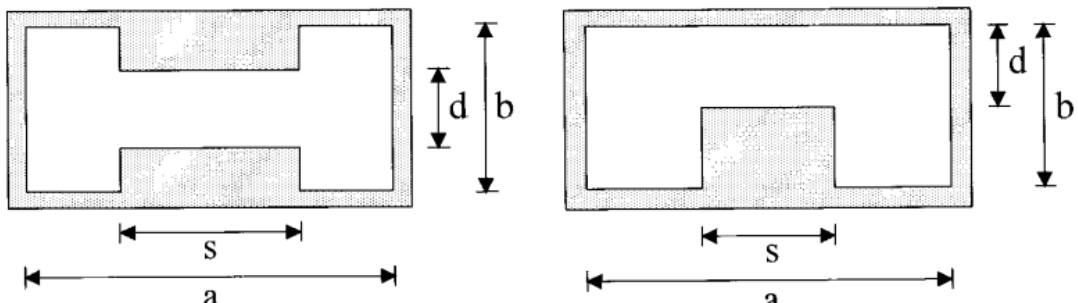


Figura 2-11: Parámetros de las guías ridge: a) double ridge. b) single ridge. [5]

La disposición de los modos de propagación en las diferentes guías de onda *ridge* se muestran en la figura 2-12.

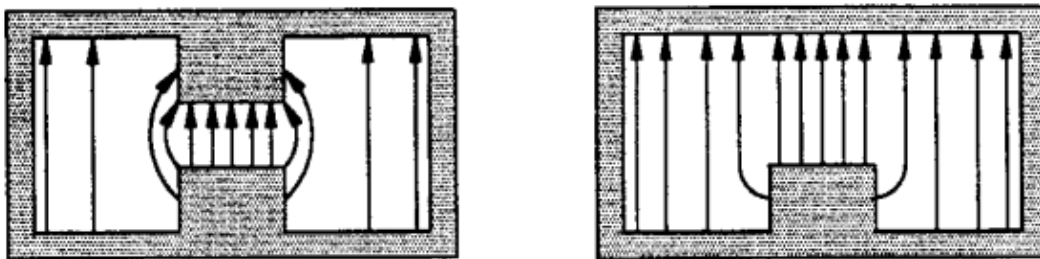


Figura 2-12: Modos propagados en la ridge: a) double ridge. B) single ridge. [5]

En este TFM se utilizará la single ridge waveguide. A continuación, se realiza una comparativa de los diferentes métodos existentes para calcular su impedancia.

2.2.4 Métodos cálculo de impedancias single ridge waveguide

2.2.4.1 Properties of Ridge Gap Waveguide [6]

Una vez obtenidos los valores de anchura y altura de guía de onda rectangular, así como las dimensiones del *ridge*, se procede a calcular la frecuencia de corte de dicha estructura (temporalmente se hace mediante observación en CST).

Con dicha Frecuencia de corte se calcula la longitud de onda a la frecuencia de corte y se procede a calcular las longitudes eléctricas (en radianes).

$$\theta_1 = \frac{a \cdot 360}{2 \cdot \lambda'_c} \quad \theta_2 = \frac{s \cdot 360}{2 \cdot \lambda'_c} \quad (2.4)$$

El cálculo de la impedancia de la guía *ridge* sigue la fórmula 2.5. [6]

$$Z_{0\infty} = \frac{120 \cdot \pi^2 \cdot d}{\lambda'_c \cdot \left[\sin(\theta_2) + \left(\frac{d}{b}\right) \cdot \cos(\theta_2) \cdot \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right]} \quad (2.5)$$

La relación entre la frecuencia de corte del modo fundamental y la frecuencia de corte con las fases necesarias debe cumplir Formula 2.8

$$\lambda'_c = \left(\frac{90^\circ}{\theta_1 + \theta_2} \right) \cdot \lambda_c \quad (2.7)$$

$$\frac{f_c}{f'_c} = 2.6 \quad (2.8)$$

2.2.4.2 Aproximación mediante polinomio de Taylor

Donde para $s/a = 0.5$ y $b/a = 0.45$ el polinomio de Taylor para calcular la impedancia en el infinito se calcula mediante la fórmula 2.9. [7]

$$Z_{VI}(\infty) = -226.57 \left(\frac{d}{b}\right)^4 + 414 \left(\frac{d}{b}\right)^3 - 201.51 \left(\frac{d}{b}\right)^2 + 279.86 \left(\frac{d}{b}\right) + 0.6237 \quad (2.9)$$

Donde se escala a la frecuencia deseada según la fórmula 2.15

Para $s/a = 0.5$ y $b/a = 0.5$ el polinomio de Taylor para calcular la impedancia en el infinito se calcula mediante la fórmula 2.10

$$Z_{VI}(\infty) = -23.958 \left(\frac{d}{b}\right)^3 + 25.422 \left(\frac{d}{b}\right)^2 + 293.6 \left(\frac{d}{b}\right) + 1.9533 \quad (2.10)$$

Donde se escala a la frecuencia deseada según la fórmula 2.15

2.2.4.3 “Ridge Waveguides and Passive Microwave Components “, J. Helszajn

$$\theta_1 = \pi \left(1 - \frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_c}\right) \theta_2 = \pi \left(\frac{s}{a}\right) \left(\frac{a}{\lambda_c}\right) \quad (2.11)$$

La relación que debe cumplir la longitud de onda de la frecuencia de corte junto con la anchura de la guía sigue la fórmula 2.11, de la cual se despeja λ_c . [7]

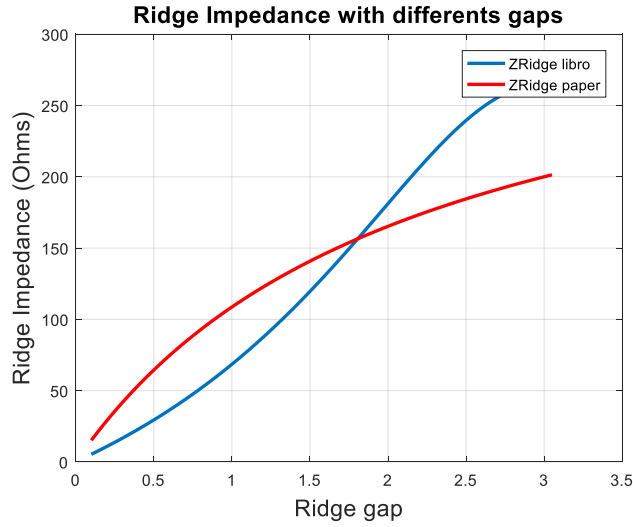


Figura 2-13: Calculo impedancia guías de onda Ridge

$$\frac{a}{\lambda_c} = \frac{a}{2(a-s)} \left[1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 0.2 \left(\sqrt{\frac{b}{a-s}} \right) \left(\frac{b}{a-s} \right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) + \left(2.45 + \frac{0.2s}{a} \right) \left(\frac{sb}{d(a-s)} \right) \right) \right]^{-1/2} \quad (2.12)$$

B/Y01 representa la discontinuidad en ambos lados del *ridge* y se puede aproximar según la fórmula de [Marcuvitz, 1964]

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx 4 \left(\frac{b}{a} \right) \left(\frac{a}{\lambda_c} \right) \ln \operatorname{cosec} \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \quad (2.13)$$

Una vez obtenida λ_c y $\frac{B}{Y_{01}}$ de las ecuaciones 2.12 y 2.13, se calcula la impedancia de la guía a una frecuencia infinita para posteriormente escalarla a la frecuencia deseada.

$$Z_{VI}(\infty) = \frac{\pi \eta_0}{\sin(\theta_2) + \left(\frac{d}{b}\right) \left[\frac{B}{Y_{01}} + \tan\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right] \cos(\theta_2)} \frac{b}{a} \frac{d}{b} \frac{a}{\lambda_c} \quad (2.14)$$

A partir de dicha impedancia a frecuencia infinita se escala a la frecuencia deseada según 2.15

$$Z_{VI}(w) = Z_{VI}(\infty) \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right) \quad (2.15)$$

2.3 Teoría de Antenas

2.3.1 Concepto de Antena

Una antena consta de uno o varios conductores metálicos, cuya función principal es emitir o recibir señales electromagnéticas a través de un determinado medio. Las características de la antena dependen de ciertos factores: la frecuencia a la que se desea transmitir la información y de sus dimensiones físicas.

Las antenas están caracterizadas por el diagrama de radiación, la ganancia, la directividad, la polarización... A la hora de diseñar una antena es labor del diseñador hacer que todos estos parámetros tengan el valor adecuado.

A la entrada de una antena debe haber un elemento adaptador para que al conectarla al generador la reflexión de la señal sea mínima y se pueda transmitir la máxima señal posible.

Se pueden usar varios:

- Línea de transmisión.
- Líneas microstrip.
- Guías de onda.

2.3.2 Banda de frecuencias

Otra forma de clasificar las antenas es en función de la frecuencia a la que se utilizan. El intervalo de frecuencias se llama banda de frecuencias y se definen como frecuencias del espacio electromagnéticas reservadas al uso de las radiocomunicaciones. El uso de estas bandas de frecuencias está regulado por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU). [8]

En nuestro caso nos interesan las microondas, las cuales están comprendidas entre 1 y 300 GHz, concretamente la banda Ka con una frecuencia central de operación de 38 GHz.

BANDA	FRECUENCIA(GHz)	LONGITUD DE ONDA(λ)(mm)
L	(1 - 2)	(300 - 150)
S	(2 - 4)	(150 - 75)
C	(4 - 8)	(75 - 37,5)
X	(8 - 12,4)	(37,5 - 24,2)
Ku	(12,4 - 18)	(24,2 - 16,6)
K	(18 - 26,5)	(16,6 - 11,1)
Ka	(26,5 - 40)	(11,1 - 7,5)
Mm	(40 - 300)	(7,5 - 1)

Tabla 1: Tabla Frecuencias microondas.

2.3.3 Clasificación de las Antenas

Existen cuatro tipos básicos de antenas:

1. **Antenas de hilo:**

Los elementos radiantes tienen una longitud de onda muy pequeña y sus dimensiones suelen ser en torno a 1λ de tamaño (monopolo, dipolo, yagi...). Se utilizan en frecuencias comprendidas entre 300 KHz y 3 GHz.

2. **Antenas de onda progresiva:**

Este tipo de antenas suele estar formado por hilos conductores de gran longitud (varias longitudes de onda). Se utilizan en frecuencias comprendidas entre 3 y 300 MHz.

3. **Array de antenas:**

Los *arrays* de antenas están formados por una sucesión de la misma antena separada una cierta distancia, lo cual la permite actuar como una única antena con un diagrama de radiación propio. El diagrama de radiación de estas antenas se puede modificar cambiando la amplitud y la fase de cada elemento del array.

4. **Antenas de apertura:**

Las antenas de apertura son aquellas que utilizan su superficie para direccionar el haz electromagnético en la dirección deseada. Gracias a esto se consigue concentrar su emisión y recepción en una dirección determinada.

2.3.4 Array de antenas

Para conseguir mejores prestaciones que utilizando solo un elemento radiante, las antenas se agrupan formando un *array* de antenas, consiguiendo mejoras sustanciales en la ganancia y la posibilidad de modificar la dirección de apuntamiento. Esto se debe a que se modifica el diagrama de radiación de la estructura, actuando ahora como un único diagrama de radiación.

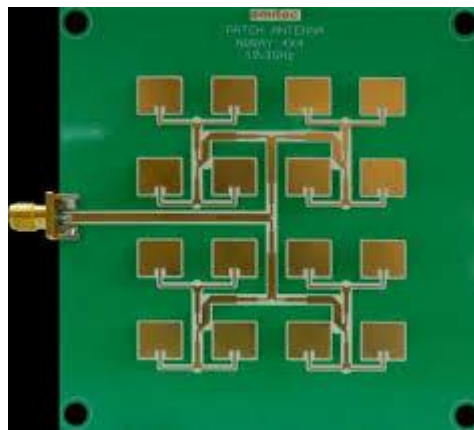


Figura 2-14: Ejemplo de array de antena de parche [9]

Una de las principales ventajas del *array* de antenas es el control del diagrama de radiación, que permite modificarlo mediante el control de la fase y la amplitud de la señal que alimenta a los diferentes elementos del *array*. Gracias a esta particularidad, hacer que el *array* de antenas sea versátil y pueda adecuarse a las diferentes necesidades.

Los factores que influyen directamente en un *array* son los siguientes:

- Disposición geométrica de la agrupación de elementos radiantes.
- Amplitud y fase con la que se alimenta a cada elemento.
- Diagrama de radiación de cada antena por separado.
- Separación entre los diferentes elementos del *array*.

2.3.5 Parámetros de una antena

2.3.5.1 Diagrama de Radiación.

El diagrama de radiación es la representación de como radia una antena en función de las coordenadas angulares del espacio. Esta representación permite saber cómo la antena radia la potencia y la dirección de apuntamiento en unas determinadas condiciones. El sistema de coordenadas utilizado para esta representación se denomina coordenadas esféricas. En la figura 2-15, se muestra la representación del sistema de coordenadas esféricas.

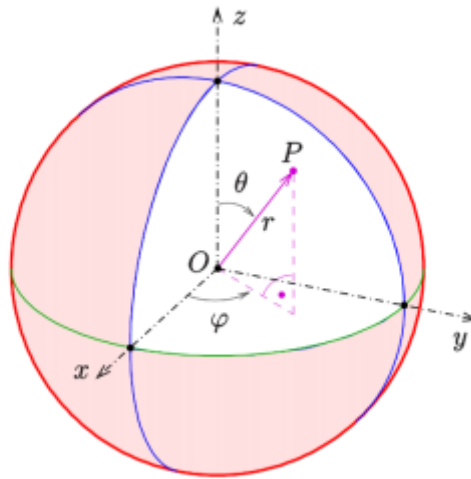


Figura 2-15: Coordenadas esféricas [10]

Para facilitar la comprensión de esta representación se introducen los conceptos de plano E y plano H. El plano E comprende la dirección de máxima radiación y la componente del vector eléctrico \vec{E} y el plano H es ortogonal al plano E, pero también contiene a la dirección de máxima propagación.

El campo radiado de cada elemento n del *array* $\vec{E}_n(r, \theta, \Phi)$ se representa en (2.16), y el sumatorio de cada elemento radiado da el campo total radiado del *array* (2.17), con vector unitario (2.18). [11]

$$\vec{E}_A(r, \theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \Phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \Phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.16)$$

$$A_n = a_n \cdot e^{jn\alpha} \quad (2.17)$$

$$\hat{r} = \sin\theta \cos\Phi \cdot \hat{x} + \sin\theta \sin\Phi \cdot \hat{y} + \cos\theta \cdot \hat{z}. \quad (2.18)$$

La ecuación del campo total radiado se puede descomponer en el campo eléctrico radiado del elemento unitario $\vec{E}_0(r, \theta, \Phi)$ y en el factor de array (2.19).

$$F_A(\theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.19)$$

Se define para campo lejano cuando la distancia supera:

$$D_{antena} = 2 \cdot \frac{D^2}{\lambda} \quad (2.20)$$

Donde: D es el Diámetro de la antena y lambda es la longitud de onda para la frecuencia de operación.

2.3.5.2 Concepto de Diagrama de Radiación

Los principales parámetros que definen el diagrama de radiación de una antena son: [12]

- **Lóbulo Principal:** Es el margen angular en torno a la dirección de radiación máxima. Con ello se define la dirección de apuntamiento.
- **Dirección de apuntamiento:** Es la dirección donde la radiación de la antena es máxima.
- **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos que están contiguos al lóbulo principal.
- **Side Lobe Level (SLL):** Es el cociente entre los valores máximos del lóbulo principal y del lóbulo secundario.
- **Anchura de Haz a 3 dB:** Es la separación angular de direcciones en las que el diagrama de radiación de un haz toma como valor la mitad del máximo.



Figura 2-16: Diagrama de radiación.

2.3.5.3 Tipos de diagramas de radiación

En función de la directividad de la antena y en la forma de radiar hay tres tipos de diagramas:

- Isotrópicos: La antena radia de igual forma en todo el espacio tridimensional.
- Omnidireccionales: La antena radia con simetría de radiación en torno a un eje.
- Directivos: La antena radia en una dirección determinada.



Figura 2-17 Diagramas de radiación: a) Isotrópico b) Omnidireccional c) Directivo

El diagrama de radiación se puede representar en 2D o en 3D. Para representar en 2D se suelen utilizar las coordenadas cartesianas o polares mientras que en la representación 3D se suele utilizar las coordenadas esféricas.

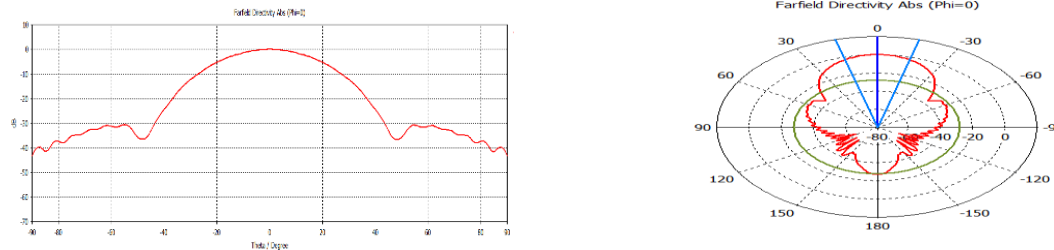


Figura 2-18: Diagrama de radiación: a) cartesianas 2D b) polares en 2D c) esféricas 3D

Cada representación tiene sus pros y sus contras. Con la representación en cartesianas se distingue muy bien el lóbulo principal y los lóbulos secundarios, así como la SLL, mientras que con las polares se ve muy bien cómo se distribuye la potencia en todo el espacio tridimensional.

2.3.5.4 Ganancia Directiva y Directividad

La ganancia directiva se define como la densidad de potencia radiada de una antena, en comparación con otra antena de referencia que radie la misma cantidad de potencia de forma isotrópica.

$$D(\theta, \Phi) = 4 \cdot \pi \cdot \frac{U(\theta, \theta)}{P_{rad}} \quad (2.21)$$

La directividad de una antena muestra su capacidad para concentrar la energía que radia en un solo punto. Se calcula como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección (U) frente a la intensidad de radiación que generaría la antena si fuese isotrópica, es decir, si radiase uniformemente en todas las direcciones (U0).

2.3.5.5 Ganancia de Potencia y Ganancia Máxima

La ganancia de potencia se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena y la de una antena de referencia isotrópica que acepta dicha potencia P_{ent} .

$$G(\theta, \Phi) = 4 \cdot \pi \cdot \frac{U(\theta, \theta)}{P_{ent}} \quad (2.22)$$

Se define como Ganancia máxima al mayor valor que puede tener la Ganancia de potencia. Su valor puede ser menor o igual a 0.

$$G_0 = G(\theta_0, \Phi_0) \quad (2.23)$$

2.3.5.6 Eficiencia

Hay una forma de relacionar la directividad y la ganancia y es mediante la eficiencia. La eficiencia se define como el rendimiento de la antena.

$$\eta_{rad} = P_{rad}/P_{in} \quad (2.24)$$

La eficiencia total agrupa todas las pérdidas que puedes sufrir la señal por diversas causas:

- Eficiencia de adaptación ζ_{adap}
- Eficiencia de conductores $\zeta_{dis,c}$
- Eficiencia de dieléctricos $\zeta_{dis,d}$

Estas no son las únicas que existen, pero son las más relevantes y las que más influyen en la eficiencia total. La suma de todas ellas se denomina eficiencia total de la antena.

$$\zeta_{tot} = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{dis,c} \cdot \zeta_{dis,d} \quad (2.25)$$

2.3.5.7 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada se define como la relación entre la tensión y la corriente entre los terminales de la antena. La impedancia de entrada va a determinar cuanta tensión debe aplicar un generador para que se produzca una corriente determinada, en consecuencia, cuánta potencia es capaz de radiar.

$$Z_{in,a} = \frac{V_{in,a}}{I_{in,a}} \quad (2.26)$$

La impedancia de entrada puede ser compleja: a la parte real se la denomina Resistencia y la parte imaginaria se la conoce como Reactancia.

2.3.5.8 Parámetros de dispersión

Las antenas, como circuitos de microondas que son, pueden caracterizarse también como una red de dos puertos, donde uno de ellos sería el puerto físico de entrada de la antena y el otro el de salida. (Figura 2-19).



Figura 2-19: Parámetros S, red de 2 puertos.

Los parámetros de dispersión o parámetros S se usan para relacionar la potencia que hay a la entrada de la antena y a la salida de la antena. Se corresponde con una matriz cuadrada que tiene tantas filas y columnas como entradas y salidas tenga el cuádruplo.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Figura 2-20: Matriz para 2 terminales.

En dicha matriz las letras 'b' se corresponden con ondas transmitidas del cuádruplo y las letras 'a' con ondas incidentes.

Donde todas ellas se relacionan a través de S11, S12, S21 y S22, contemplándose 2 tipos de parámetros S:

- Coeficiente de Reflexión (S11, S22), mide la cantidad de potencia que se refleja y sale por el mismo lugar de entrada. Siempre que se realiza un diseño se desea que sea lo menor posible.
- Coeficiente de transmisión (S12, S21), mide la cantidad de potencia que se transmite y sale por el terminal opuesto. Se desea que sea lo máximo posible.

Se suelen contemplar estos parámetros en decibelios (dB).

Cuando se trata de agrupaciones de antenas, o *arrays* de un determinado número de elementos, cada elemento es alimentado con una onda de potencia a_n , en amplitud y fase y tiene su correspondiente onda reflejada b_n

Cuando se trate de circuitos con más de 2 puertos, las entradas se referencian como i y las salidas como j, de modo que en un circuito de 4 puertos los parámetros de dispersión quedarían de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Se define como acoplos a las interacciones entre las antenas dentro del *array*, vienen reflejados en la matriz de acoplos $[S_\alpha]$ y están referidos a sus respectivas entradas (2.28), la cual establece los parámetros de transmisión de señales acopladas y las adaptaciones pasivas de cada elemento radiante del *array*.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^\alpha S_{12}^\alpha \dots S_{1N}^\alpha \\ S_{21}^\alpha S_{22}^\alpha \dots S_{2N}^\alpha \\ \dots \dots \dots \dots \\ S_{N1}^\alpha S_{N1}^\alpha \dots S_{NN}^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{bmatrix} \Rightarrow (b) = [S_\alpha] \cdot (a) \quad (2.28)$$

Si se quiere conocer el coeficiente de adaptación activa del elemento que se alimenta (i) (2.29), es necesario conocer: la adaptación pasiva del elemento i S_{ii}^α , los coeficientes de acoplamiento mutuo entre elementos $S_{Ni}^\alpha = S_{iN}^\alpha$ y los coeficientes de alimentación a_n ($n=1, 2, \dots, N$). [11]

$$\Gamma_{act.i} = \sum_{n=1}^N S_{iN}^\alpha \frac{a_n}{a_i} = S_{ii}^\alpha + \sum_{n=1}^N S_{iN}^\alpha \frac{a_n}{a_i} \quad (2.29)$$

2.3.5.9 Polarización

Se define como polarización de una onda a la figura que se observa en el extremo del vector del campo eléctrico en una cierta posición. [13]

Hay tres tipos de polarización en función de la figura observada:

- Polarización lineal: La polarización lineal se produce cuando hay una diferencia de fase de un múltiplo entero de π radianes.
- Polarización circular: La polarización circular se produce cuando las amplitudes de los vectores son iguales pero su diferencia de fases es de $\pi/2$ o $3\pi/2$.
- Polarización elíptica: En el resto de las situaciones se trata de polarización elíptica.

Hay dos tipos de polarizaciones elípticas y circulares en función del sentido de giro, a derechas, si el sentido de giro coincide con el movimiento de las agujas del reloj y a izquierdas en el caso contrario.

La relación entre el eje mayor y el menor se define como relación axial (Axial Ratio). En el caso de una polarización circular dicho valor es 1, si fuera lineal es infinito y cualquier valor comprendido entre estos dos se corresponde a elíptica.

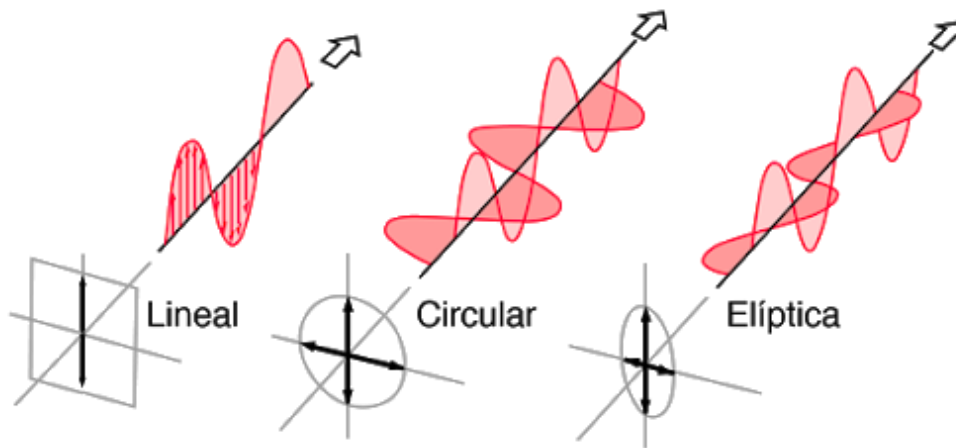


Figura 2-21: Tipos de polarizaciones [14]

3 Diseño

3.1 Contexto y Consideraciones previas

La antena que se quiere diseñar en este Trabajo de Fin de Máster es una antena para la primera banda aprobada para el despliegue 5G, los 3.5 GHz. No obstante, como se desea conseguir el máximo potencial de velocidad de datos, se requiere el uso de bandas de frecuencias superiores, por lo que se utilizará la banda de los 38 GHz. El hecho de aumentar la frecuencia de operación conlleva el aumento de la distorsión de la señal a grandes distancias, y en consecuencia se buscan métodos de fabricación y tecnologías capaces de soportar las velocidades y latencias deseadas.

El aumentar en frecuencia, con el fin de obtener mayor ganancia y mayores anchos de banda con menor latencia, conlleva disminuir las dimensiones de las estructuras, haciendo realmente complicado el diseño de estas con las tecnologías tradicionales, o simplemente inviables.

Uno de estos procesos de fabricación es la impresión 3D sobre plástico con futura metalización, pero debido a que quedan fragmentos incompletos o simplemente imperfecciones que a altas frecuencias provocan la pérdida de potencia, entra en juego la fabricación aditiva, la cual permite fabricar piezas de pequeño tamaño metalizadas.

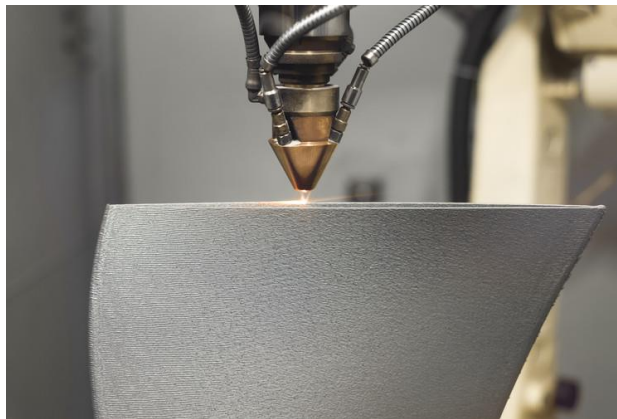


Figura 3-1: Fabricación aditiva. [15]

Teniendo en cuenta las anteriores consideraciones, el objetivo de este TFM es en diseñar una antena de alta ganancia a 38 GHz para el 5G, tomando como punto de partida el elemento radiante diseñado por Irene Villar para el grupo RFCAS [3], replicado hasta conseguir una agrupación de 64 elementos radiantes con el fin de incrementar la ganancia lo máximo posible. En la figura 3-2 se muestra la antena completa.

En las comunicaciones por satélite se utiliza polarización circular, para evitar las pérdidas por despolarización, reducir el *fading* y ofrecer una media/alta ganancia.

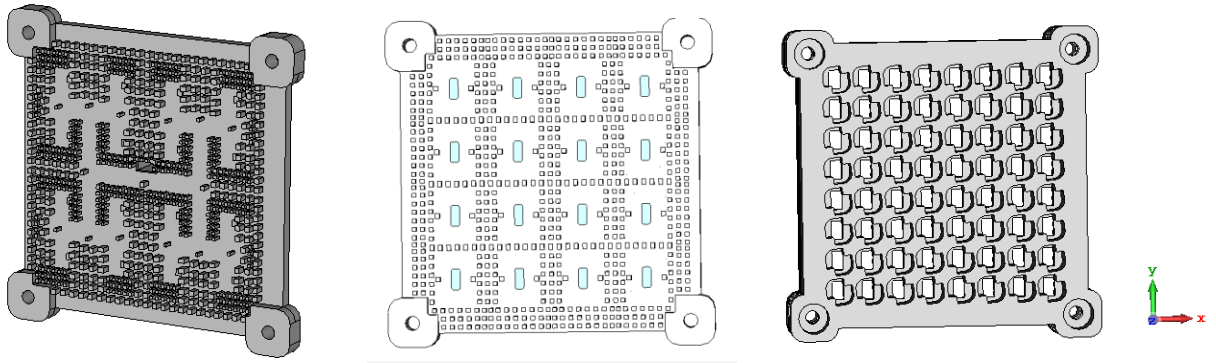


Figura 3-2: Antena 8x8 diseñada por RFCAS: a) Red de alimentación en Groove Gap Waveguide. b) Divisor a 4 de potencia y aperturas de excitación. c) Cavidades radiantes.

Se parte del diseño 2x2 con tecnología GGW diseñado por el grupo RFCAS, redimensionado para que funcione a 38 GHz, mostrado en la figura 3-3 y su correspondiente respuesta en adaptación alimentado por guía de onda convencional rectangular, mostrado en la figura 3-4.

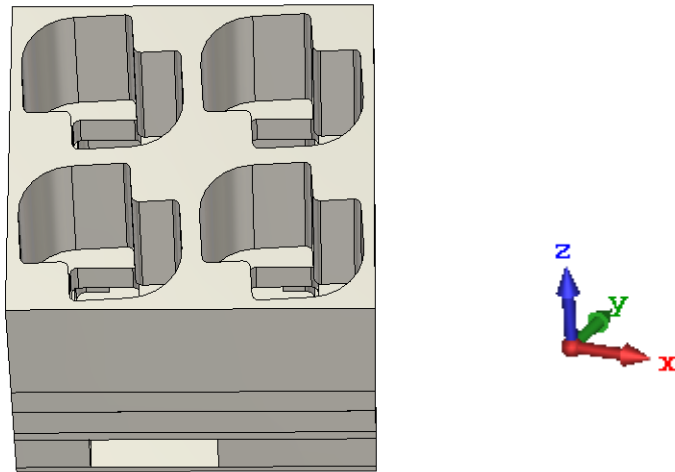


Figura 3-3: Antena Bowtie, grupo RFCAS

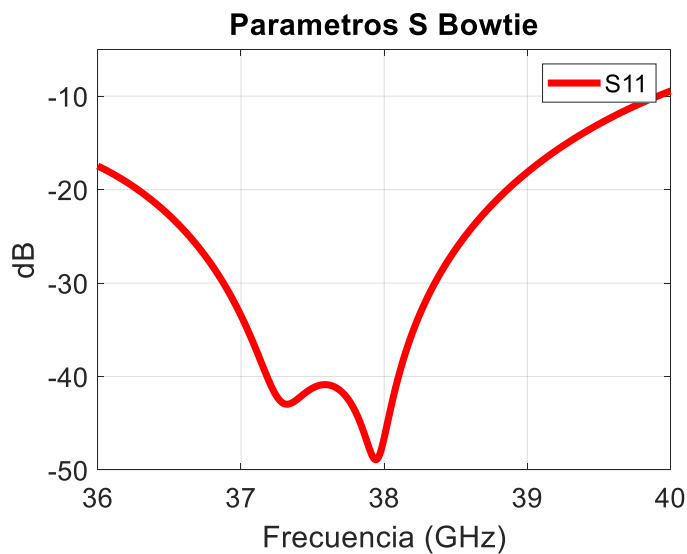


Figura 3-4: Coeficiente de adaptación S11 subarray 2x2

Esto impone una serie de restricciones al diseño, ya que se van a suprimir los diferentes niveles de la red de alimentación para dejarlo únicamente en un nivel con tecnología RGW, por lo que la separación entre elementos radiantes a 38 GHz es de 6.8 mm.

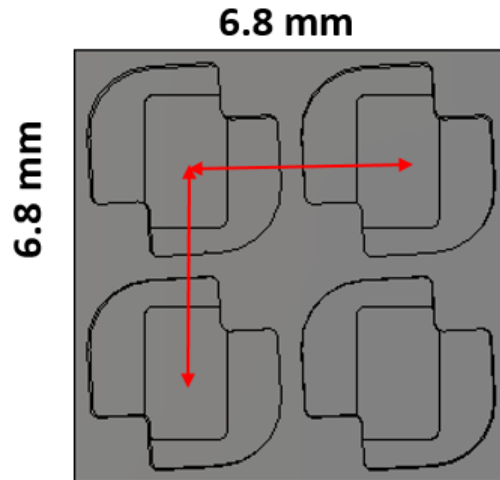


Figura 3-5: Vista superior antena *Bowtie*

Debido a dichas restricciones impuestas previamente por el diseño de los elementos radiantes, se opta por modificar la estructura de la *ridge*, ya que, por problemas de espacio se hace inviable utilizar una *ridge* con mayor anchura que altura.

Por lo tanto, las consideraciones establecidas para el diseño de este TFM son las siguientes:

- La frecuencia central de operación son los 38 GHz.
- Se desea una banda de trabajo lo más grande posible, dentro de la banda Ka.
- Se dispone de una antena multicapa diseñada y fabricada, un array 8x8 del cual solo se utilizará el último nivel correspondiente a la agrupación de elementos radiantes.
- Se emplearán los programas disponibles en la universidad en el laboratorio de RFCAS, estos son principalmente Matlab y CST [Anexo A], para efectuar cálculos y simulaciones.

3.2 Estructuras básicas

En cuanto a las estructuras básicas es necesario realizar la distinción de para qué tecnología se diseña, si se va a tratar de tecnología *Ridge Gap Waveguide* o tecnología *Ridge Waveguide*. La primera parte de este apartado trata los diferentes elementos necesarios para poder diseñar la red de alimentación que se elaborará en el apartado posterior para ambas tecnologías. Entre las estructuras básicas están los pines, que se utilizarán en la guía RGW, simulando la superficie EGB y el diseño de la guía de onda *ridge*, que se utilizará tanto para RW como para RGW, junto con un estudio de las pérdidas y propagación asociada a este diseño.

3.2.1 Diseño pines para Ridge Gap Waveguide

Para utilizar la tecnología RGW, es necesario diseñar los pines que se utilizarán en la estructura para simular la superficie EBG de la figura 2-5. Se diseña un pin y se aplican condiciones de contorno de modo que en el eje x e y se apliquen condiciones de periodicidad.

Se realiza un estudio de los modos que se propagan con diferentes tamaños de pines para establecer la *stopband* que se desea, y evitar que se propaguen modos en la banda de operación.

Asimismo, se desea que la *stopband* contenga la banda de trabajo de la antena para que no haya escapes de señal por la cama de pines. Se muestra el pin diseñado en la figura 3-6-b y los resultados del estudio de modos en la figura 3-7 [16]

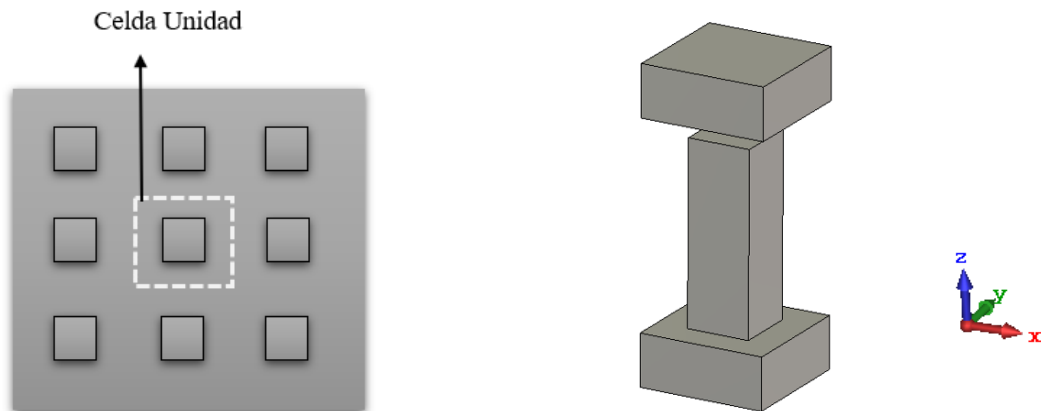


Figura 3-6: a) Conjunto pines 3x3. b) Diseño celda pin

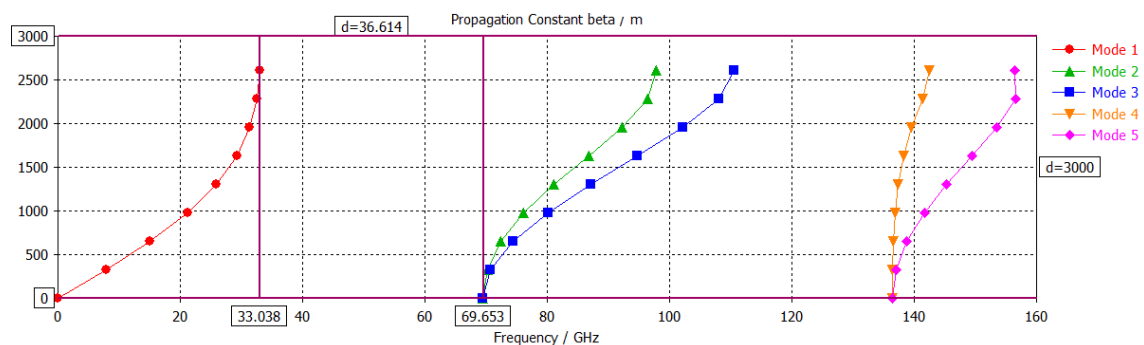


Figura 3-7: Estudio modos propagados celda pin

Se puede comprobar que entre los 33 y los 69.6 GHz, no se propaga ningún modo del pin, que es la banda que se utilizará en el diseño de la antenna.

A continuación, es necesario observar la propagación de los modos de la *ridge* que se utilizará, y, adicionalmente comprobar si propaga el modo Q-TEM a los 38 GHz y en la banda de trabajo requerida. Se simula la entrada con las dimensiones establecidas y con condiciones externas sin pérdidas, para observar la propagación en su caso óptimo.

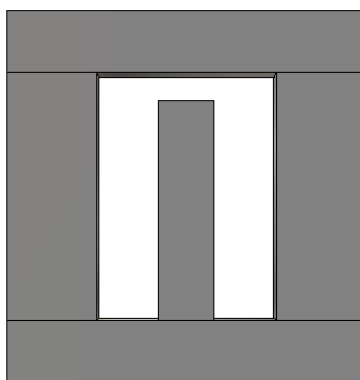


Figura 3-8:Guía de onda ridge simple

Para comprobar la correcta propagación de la estructura en condiciones reales, se vuelve a simular, pero esta vez con *ridge gap waveguide* y con condiciones de contorno de espacio libre, que es como se implementará la red de alimentación del acoplador *BOWTIE* (Figura3-5).

3.2.2 Estudio pérdidas con hileras de pines.

Se realiza un estudio de cuáles son los modos que se propagan con la guía de onda elegida y tres filas de pines, los resultados se representan en la figura 3-9. [17]

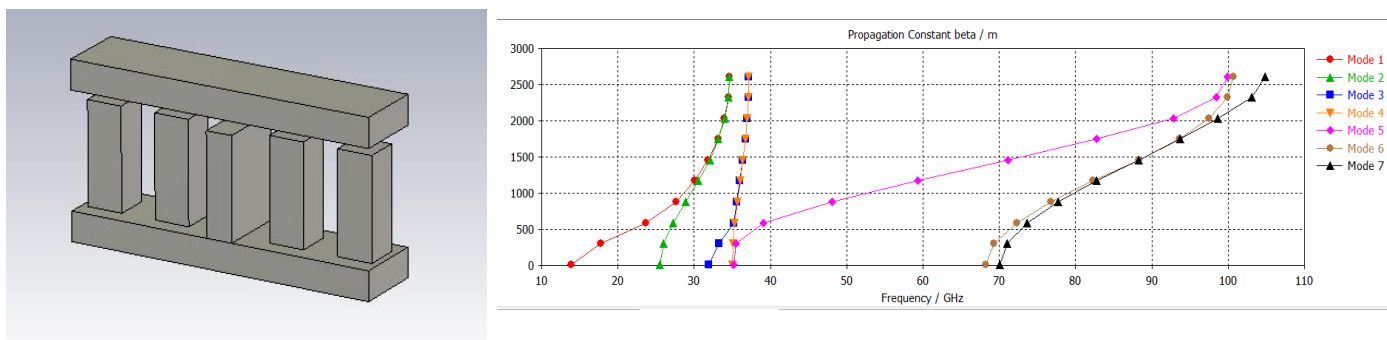


Figura 3-9: Estudio *ridge* con hileras de pines: a) Guía ridge con 2 hileras. b) Estudio modos propagados

Se comprueba cual es el efecto de poner diferentes filas de pines, donde se puede observar que la reflexión producida es inferior a los -40 dB en la frecuencia central y con una banda bastante amplia. A medida que se introducen filas de pines adicionales, la potencia que escapa por los laterales es inferior y por consiguiente la reflexión disminuye. En cuanto a la propagación, al añadir una sola fila de pines se pierde potencia, pero al añadir 2 o más filas de pines la pérdida de potencia se reduce sustancialmente.

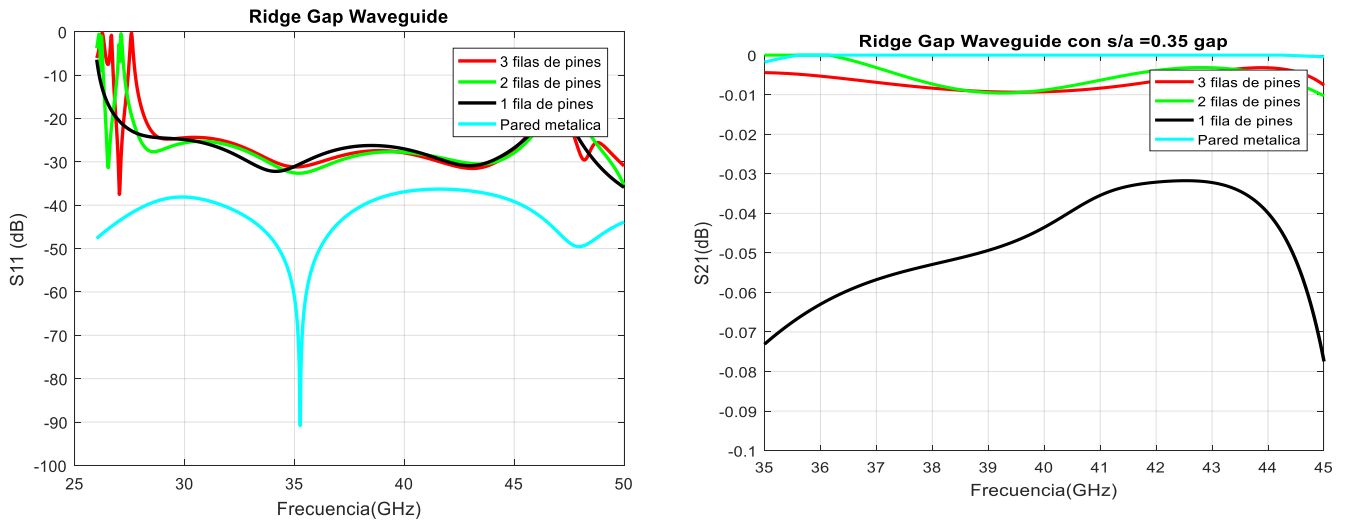


Figura 3-10: Estudio pérdidas y propagación con diferentes hileras de pines

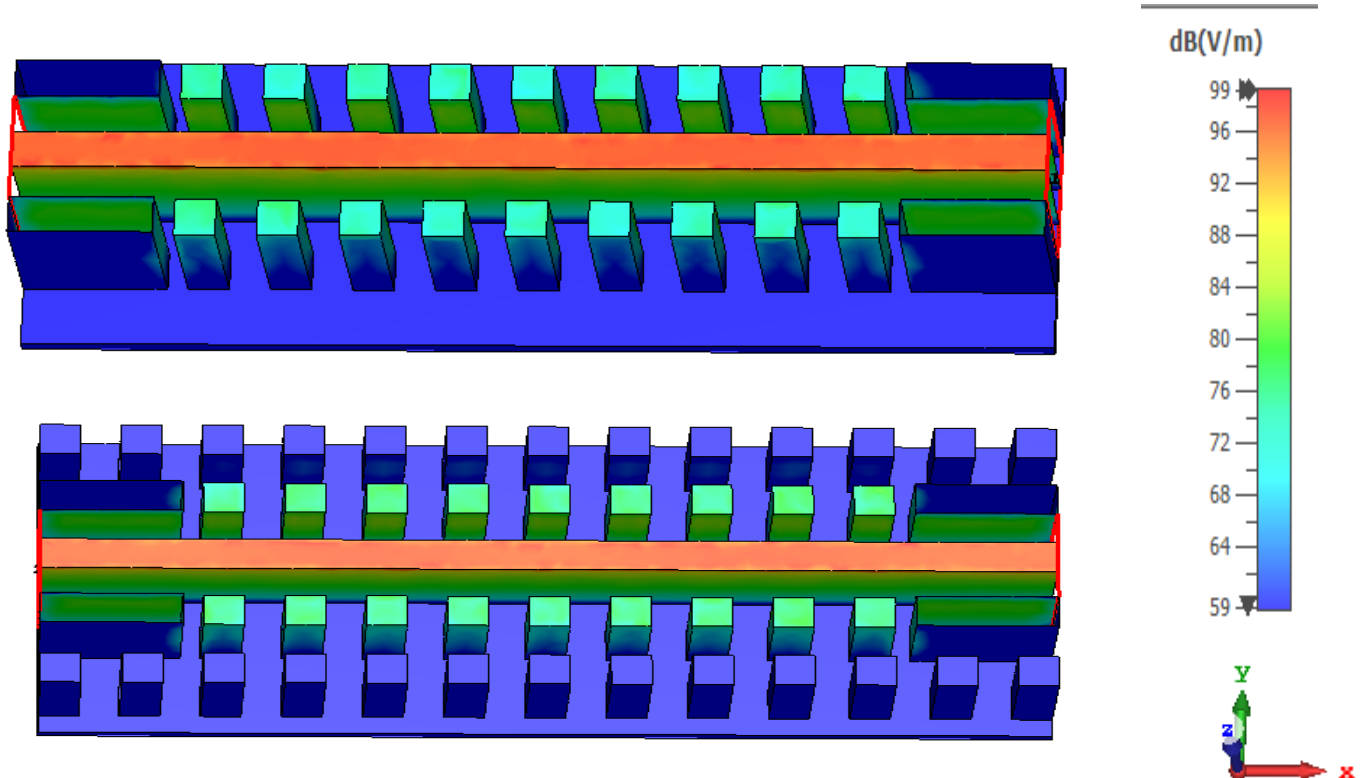


Figura 3-11: Vista superior del campo eléctrico RGW 1 fila y 2 filas de pines.

Se puede observar que las pérdidas con una hilera de pines son muy parecidas a las pérdidas al introducir más hileras de pines. Sin embargo, con una hilera de pines al escaparse algo de potencia por los laterales, la amplitud máxima del campo eléctrico va decayendo a medida que se avanza por la *ridge*. Esto no ocurre cuando se añaden más hileras de pines.

3.3 Estructuras fundamentales

En cuanto a las estructuras fundamentales es necesario mencionar que todos los diseños simulados en este apartado se corresponden a tecnología RW, pero el diseño en tecnología RGW es el mismo sustituyendo las paredes metálicas por los pines diseñados en el apartado 3.2.1.

3.3.1 Divisor de potencia H.

A la hora de diseñar el divisor de potencia en H hay que tener en cuenta que la separación entre salidas debe ser de 6.8 mm como se puede observar en la figura 3-5. [18]

La primera versión de divisor H realizada cumple las restricciones: que entre todas las salidas haya una distancia de 6.8 mm (que es la distancia entre elementos radiantes de la *Bowtie*) y que se reparta la misma potencia con un desfase de 180° entre pares.

El divisor resultante es el siguiente y se muestran sus valores en la tabla 2.

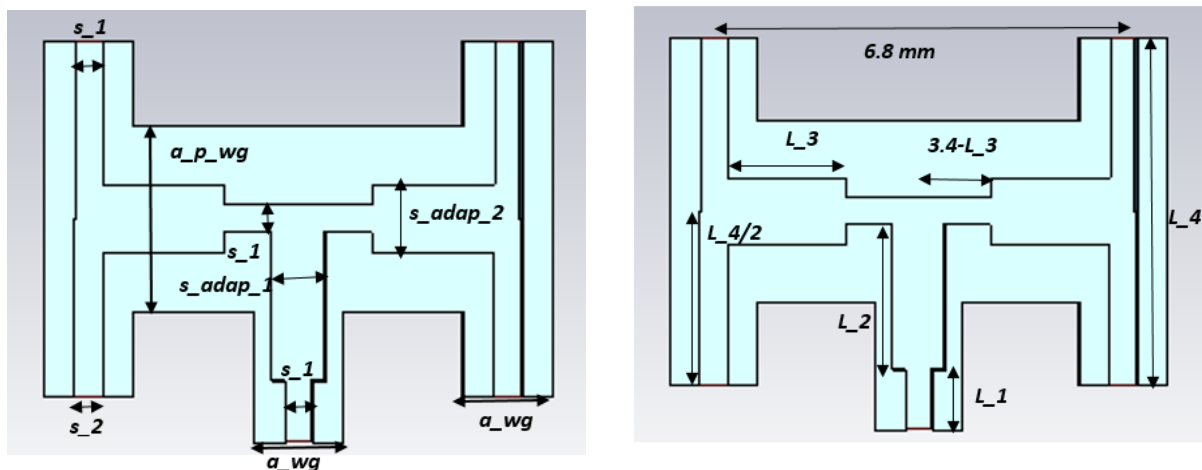


Figura 3-12: Divisor de Potencia H, primera versión

Variable\Dimension	nomenclatura	(mm)	(lambdas)
Anchura guía de onda	a_wg	1,43609	0,18190473
Anchura guía de onda 2º tramo	a_p_wg	2,26	0,28626667
Altura de guía de onda	b_wg	1,97462375	0,25011901
Gap de ridge	gap	0,2237	0,02833533
frecuencia	Freq	38	X
lambda	Lambda	7,894736842	1
longitud 1er tramo ridge	L_1	1	0,12666667
longitud 2er tramo ridge	L_2	2,41667	0,30611153
longitud 3er tramo ridge	L_3	1,19	0,15073333
longitud 4er tramo ridge	L_4	2	0,25333333
anchura ridge	s_1	0,4474	0,05667067
anchura ridge adaptador 1er tramo	s_adap_1	0,87	0,1102
anchura ridge adaptador 2er tramo	s_adap_2	1,1057	0,14005533
anchura ridge salida mayor	s_2	0,49	0,06206667

Tabla 2: Valores Divisor de potencia H

Es necesario modificar la anchura de las guías *ridge* de las salidas, para que el reparto de potencia sea el mismo en todos los puertos. De modo que s_1 y s_2 se corresponden con los dos valores de anchura *ridge* que hay presentes en las salidas, siendo s_1 el mismo que la anchura de entrada.

El resultado obtenido en cuanto a reflexión se muestra en la figura 3-13, donde se puede observar que la reflexión obtenida en la frecuencia central es prácticamente nula y que la potencia repartida es la misma en cada salida.

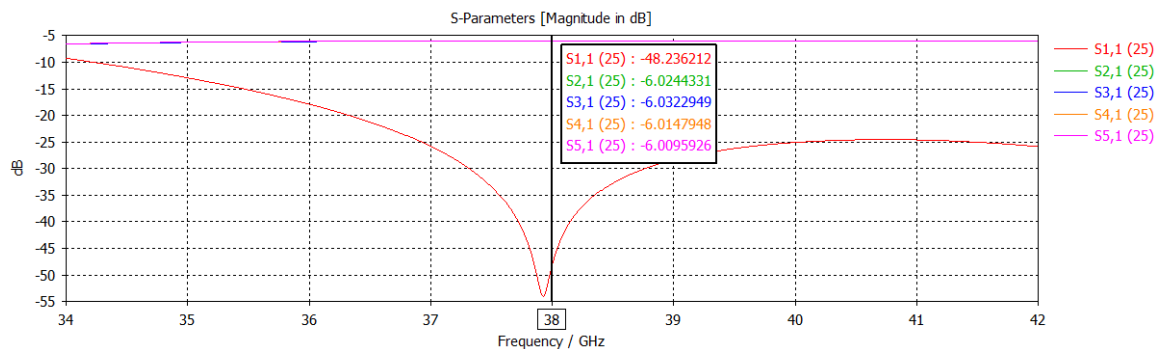


Figura 3-13: Parámetros S divisor H

Hay que disminuir la separación entre las salidas superiores e inferiores debido a que se tendrá que introducir una ranura longitudinal de acoplo para facilitar la radiación al elemento superior manteniendo la distancia de 6.8 mm.

Los resultados en cuanto a la propagación no se ven prácticamente afectados, pero en cuanto a reflexión sufren una ligera atenuación.

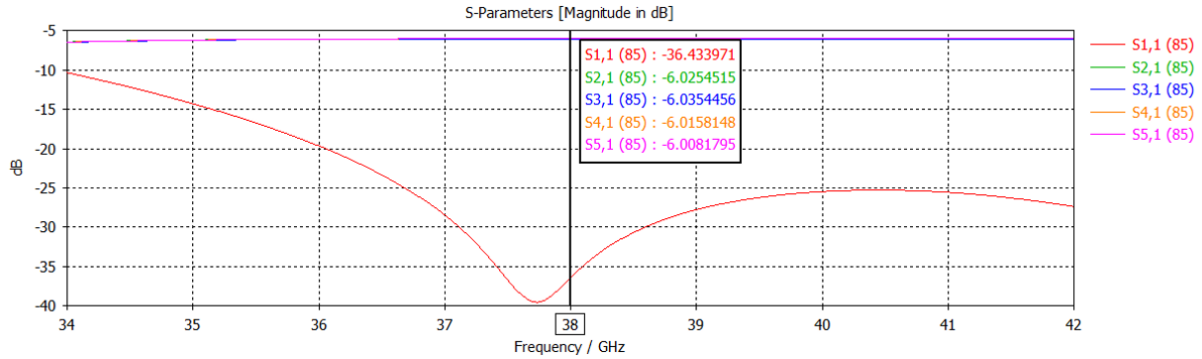


Figura 3-14: Parámetros S divisor H disminuyendo distancias

3.3.2 Divisor de potencia entrada modificada

Adicionalmente se dobla la entrada para aumentar la separación entre una de las salidas y dicha entrada, ya que, en futuros diseños se hace inviable el diseño de estructuras por las limitaciones de espacio y condiciones de diseño.

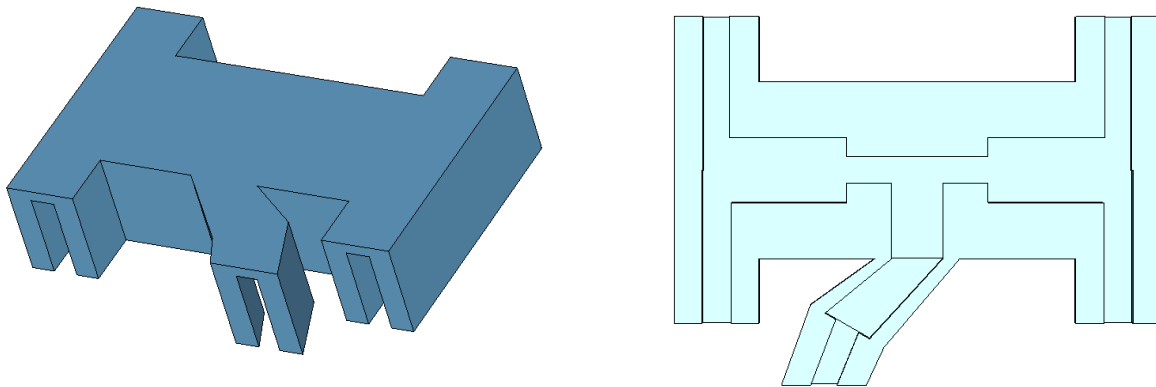


Figura 3-15: Divisor H entrada modificada

Los resultados se ven afectados por esta variación de diseño, pero son aceptables, ya que sin dicha modificación el diseño es inviable.

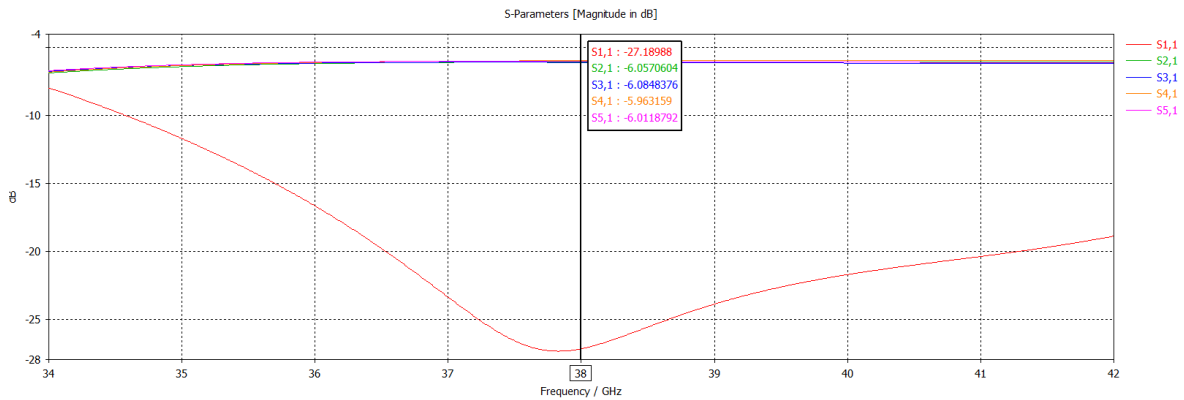


Figura 3-16: Parámetros S divisor de potencia modificado

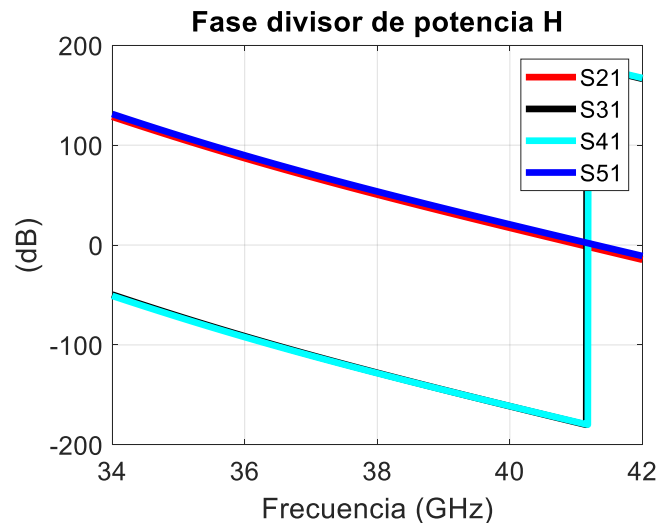


Figura 3-17: Fases de las salidas del divisor de potencia respecto a la puerta de entrada (1)

3.3.3 Ranura de acoplo longitudinal

Para conseguir un desfase de 180° en todas las salidas, y adicionalmente la corriente llegue de la misma forma, es necesario modificar las salidas. Hay varias alternativas:

- Modificar los caminos del divisor H *ridge gap*, de modo que dos de ellos sean de mayor longitud que los otros dos, y situar el acoplador en el mismo lugar en las cuatro salidas, de este modo se consigue el mismo sentido de corriente de propagación.
- Adaptar la radiación de la estructura, cambiando la orientación, para que todas las antenas radien en la misma dirección. Realizando una ranura longitudinal y modificando la impedancia de la guía *ridge* para que la radiación sea ortogonal, en sentido del eje Z. Adicionalmente es necesario modificar la entrada al divisor de potencia, debido a la limitación de espacio y a la condición obligatoria de que llegue la misma potencia y con desfase de 180° en los pares de salidas. Mediante esta modificación forzada, se reduce adaptación y disminuye la propagación, pero se consigue aumentar la separación entre la ranura 3 y la entrada para una posterior incorporación del elemento radiante, incrementando la distancia sobre la entrada para poder introducir pines adicionales.

Finalmente se opta por la segunda, realizando una ranura longitudinal sobre la que estará ubicada la antena *Bowtie*. las dimensiones de la estructura vienen reflejadas en la tabla 3[19].

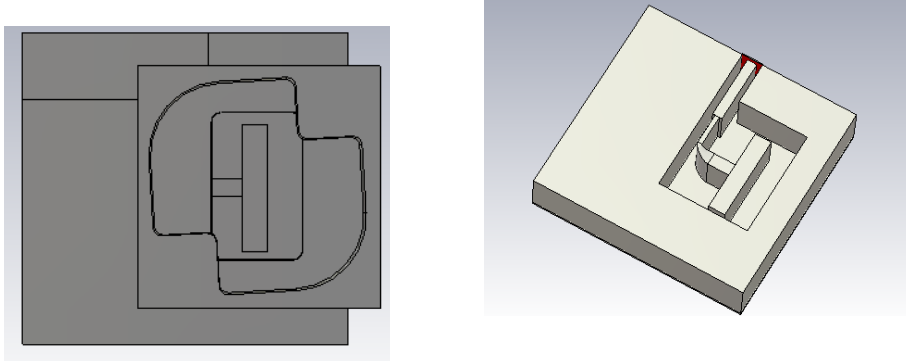


Figura 3-18: Ranura longitudinal de acoplo: a) Vista desde arriba. b) Vista lateral.

La reflexión que se obtiene para esta ranura longitudinal con la antena *Bowtie* colocada en la parte superior es la mostrada en la figura 3-19, donde se puede observar que hay una muy buena respuesta a 38GHz en torno a los -45 dB y con una banda inferior a los -15 dB de alrededor de 4 GHz, desde los 36.3GHz hasta los 40.5 GHz, con un ancho de banda proporcional porcentual del 11.5.

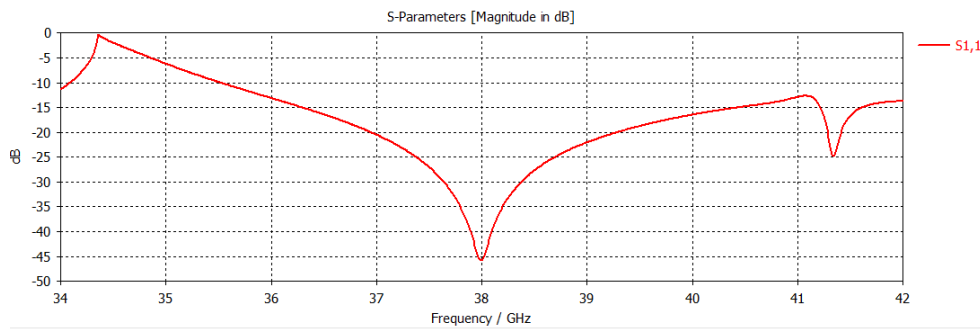


Figura 3-19: Adaptación ranura longitudinal de acoplo

En cuanto a la radiación de la ranura longitudinal, se puede observar que es ortogonal al eje de alimentación con una directividad de 9 dB que será amplificada posteriormente con la antena global.

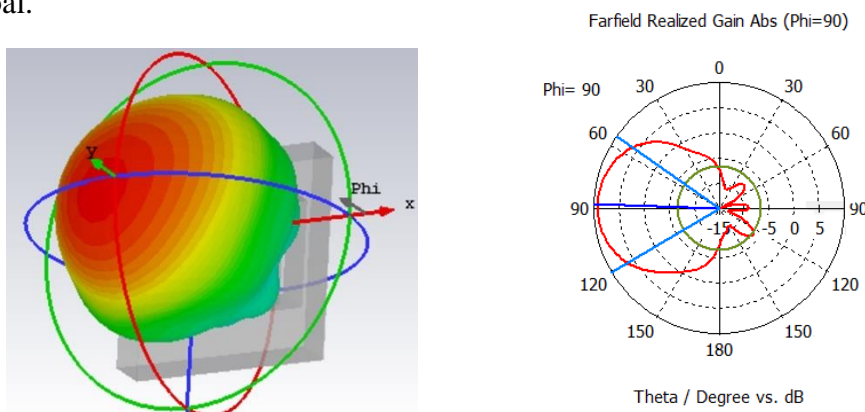


Figura 3-20: Diagrama Radiación slot: a) 3D, b) Polar

variable\dimension	nomenclatura	(mm)	(lambdas)
Anchura <i>ridge</i> entrada	s_1	0,4474	0,05667067
Anchura <i>ridge</i> 2º tramo	s_2	0,204	0,02584
Anchura <i>ridge</i> neck	s_neck	0,56	0,07093333
Anchura <i>ridge</i> slot	s_slot	3,92	0,49653333
Longitud <i>ridge</i> entrada	L_1	2,9579	0,37466733
Longitud <i>ridge</i> 2º tramo	L_2	1,45	0,18366667
Longitud <i>ridge</i> neck	L_neck	1,0042	0,12719867
Longitud <i>ridge</i> slot	L_slot	0,78	0,0988
Ángulo rotación	α	0,05	0,00633333
Anchura slot	x_slot	2,7947	0,35399533
Longitud slot	z_slot	4,5263	0,57333133
Anchura paredes	x_walls	4,2375	0,53675
Longitud paredes	z_walls	5,05	0,63966667

Tabla 3: Valores *ridge* utilizada para la ranura de acoplo longitudinal

Se combinan ambos diseños, el divisor H modificado y la ranura longitudinal, disminuyendo ciertos valores para que las dimensiones del divisor de potencia y la antena *Bowtie* casen, mostrándose el divisor H final con tecnología *ridge gap waveguide* en la figura 3-21.[20]

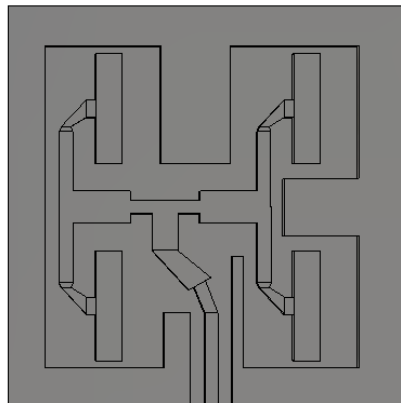


Figura 3-21: Combinación divisor H y ranura de acoplo

3.4 Diseño en secciones

Con el fin de diseñar la red de alimentación del array 8x8 de elementos radiantes, se procede a diseñar las redes de alimentación por partes, de modo que en primer lugar se empezará por una red de alimentación de un *subarray* 2x2, posteriormente de un *subarray* 2x4 y así sucesivamente hasta completar la red de alimentación completa del *array* 8x8. Se realizarán dos diseños, uno en tecnología *Ridge Waveguide* con paredes metálicas perfectas y otro en tecnología *Ridge Gap Waveguide*. [21] [22]

3.4.1 *Subarray* 2x2 de elementos radiantes.

Se procede a unir todos los elementos unitarios diseñados por separado y a realizar pequeñas modificaciones para adaptar las impedancias en las salidas del divisor de potencia y reducir las posibles discontinuidades generadas en las uniones.

Las variaciones no serán muy elevadas, debido a que al tratarse de un divisor en guía de onda rectangular con más altura que anchura, una pequeña modificación de la altura de la *ridge* supone un gran cambio en la impedancia

En primer lugar, se diseñará la red de alimentación en tecnología RW sin pines y posteriormente en tecnología RGW.

3.4.1.1 *Ridge Waveguide sin pines*

Se muestran una vista preliminar, junto con lo que se está diseñando en este apartado en la figura 3-22.

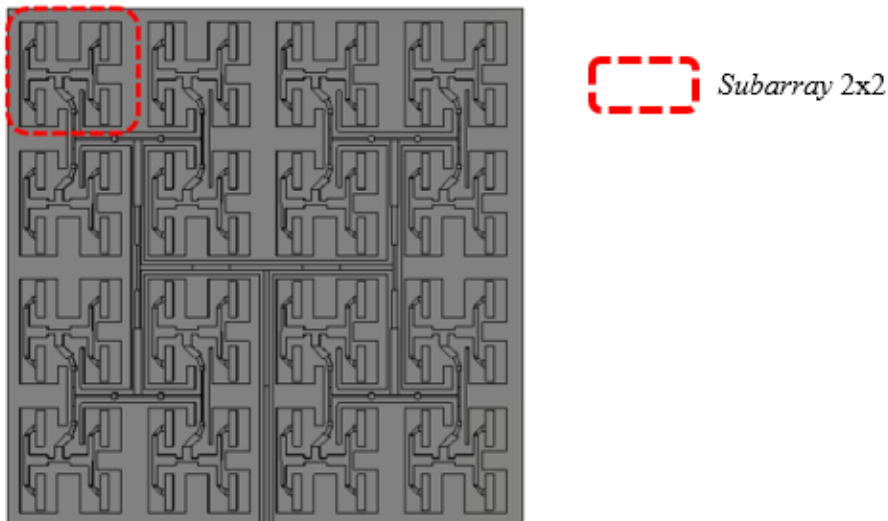


Figura 3-22: Esquema red de alimentación *subarray* 2x2 RW

En primer lugar, se realizará la red de alimentación con tecnología *ridge waveguide*, donde el primer modelo se muestra en la figura 3-23-a y en la figura 2-23-b/c se muestran las diferentes vistas del *subarrays* 2x2 con las agrupaciones de elementos radiantes.

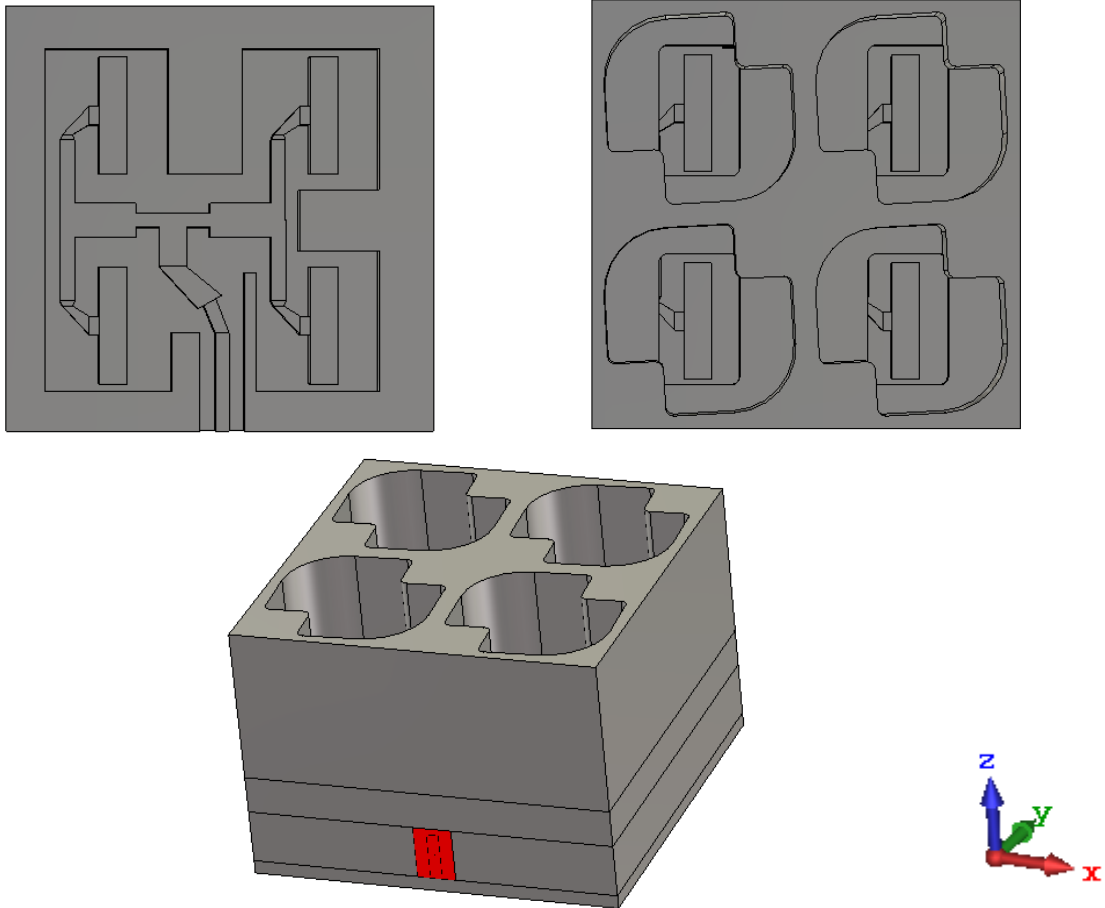


Figura 3-23: *Subarray* 2x2 RW sin pines: a) Red de alimentación. b) Superior con Bowtie.

Es necesario remarcar que las dimensiones del divisor de potencia están limitadas por las medidas de la antena *Bowtie*, concretamente, entre elementos radiantes debe ser 6.8 mm. Este es uno de los motivos por el cual se dobló la entrada, ya que, como se puede observar en la 3-23-a, no habría separación entre la guía de onda de entrada y una de las salidas.

Los resultados de dicha antena en reflexión se muestran en la figura 3-24-a, donde se puede observar que hay un mínimo en 38 GHz de -50 dB. El ancho de banda a -10 dB es de 4.2 GHz lo que supone un ancho de banda porcentual del 11.05, pudiendo observarse en la carta de Smith de la figura 3-24-b que la respuesta está ubicada en el centro, lo cual indica que hay una buena adaptación de impedancias.

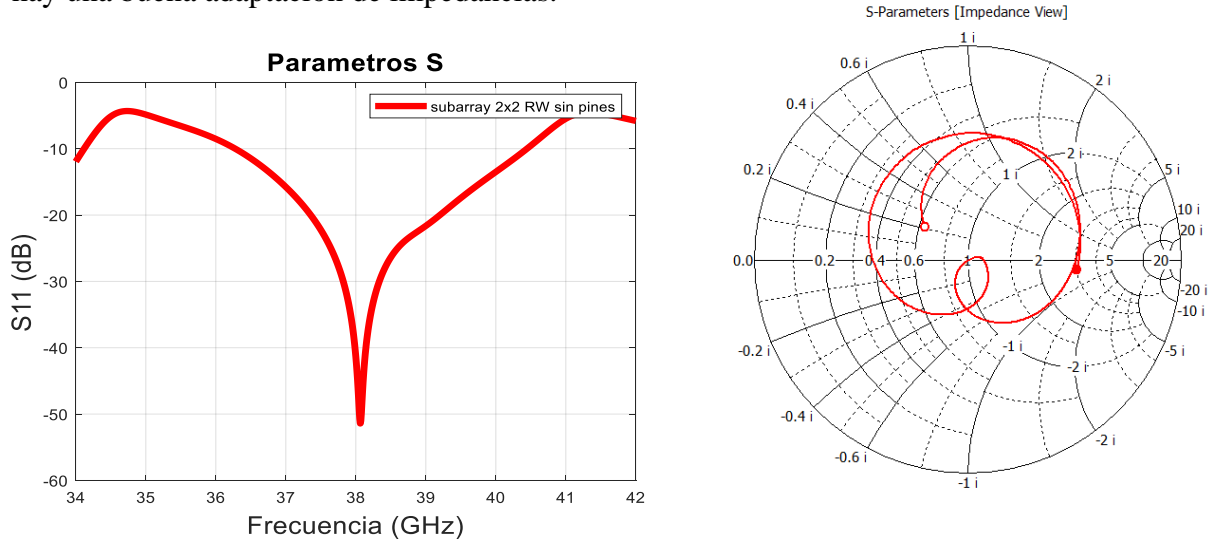


Figura 3-24: S_{11} de subarray 2x2 RW sin pines: a) Respuesta en dB. b) Carta Smith.

Con respecto a la radicación de la antena, se pretende que tenga la máxima ganancia con el menor SLL (*Side Lobe Level*) posible. En la figura 3-25 y 3-26 se muestran los diagramas de radiación de la estructura a diferentes frecuencias donde se puede apreciar que el máximo se encuentra en los 0 grados, eje perpendicular a la distribución de la estructura, con un valor de Directividad aproximado de 14.5 dB y un nivel de lóbulos secundarios de 4.1 dB a 38 GHz, es decir, una diferencia de aproximadamente 10.4 dB.

Diagrama de radiación $\phi=90$ subarray 2x2 RW sin pines normalizado

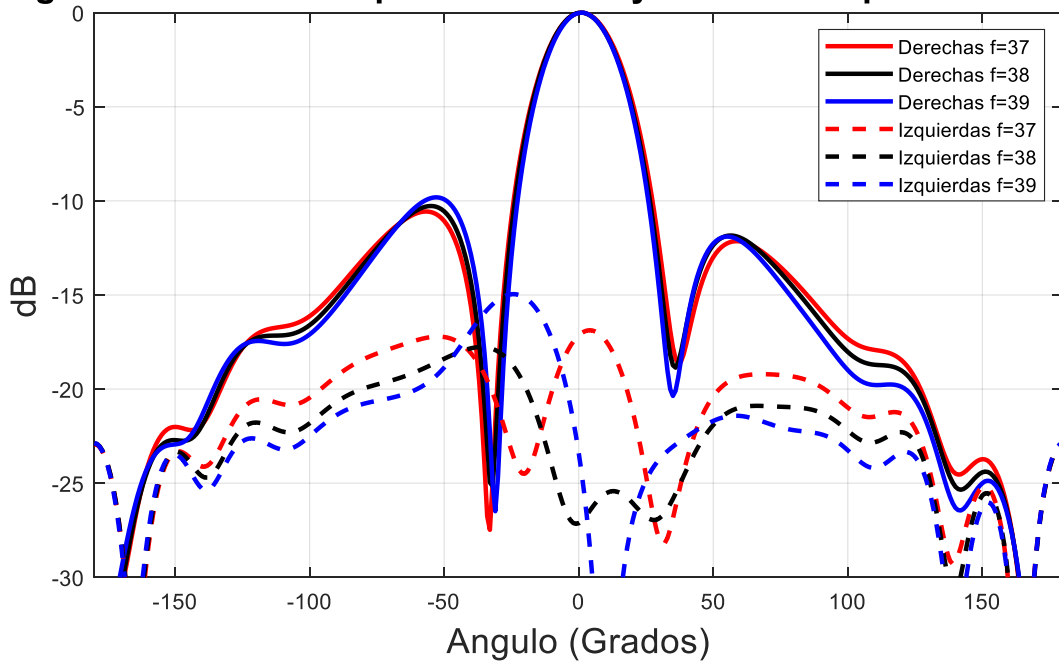


Figura 3-25: Diagrama de radiación subarray 2x2 RW sin pines $\Phi=90$

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 2x2 RW sin pines normalizado

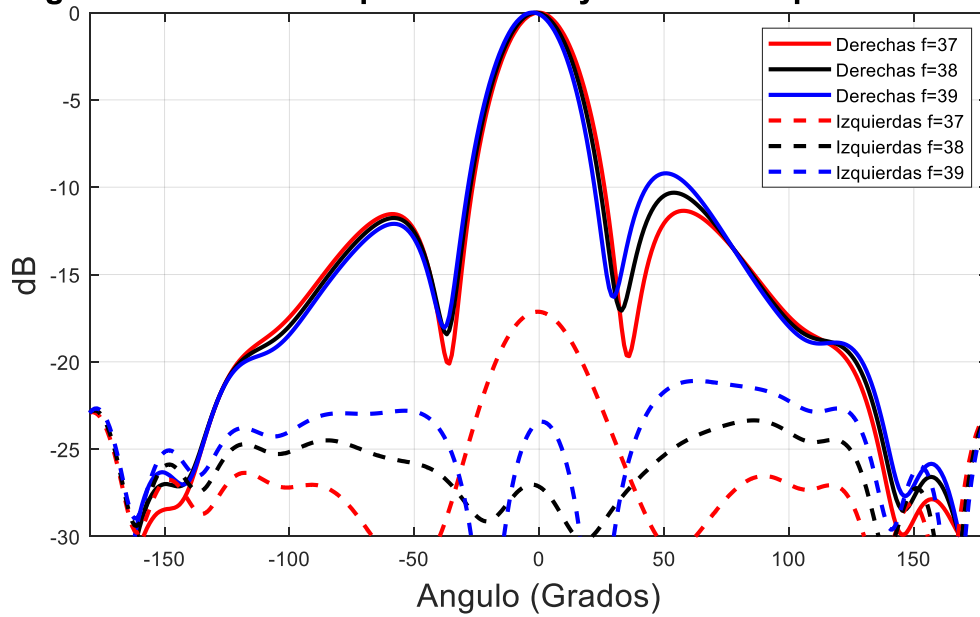


Figura 3-26: Diagrama de radiación subarray 2x2 RW sin pines $\Phi = 0$

En cuanto al Axial ratio se muestra en la figura 3-27, donde se puede observar el valor que toma el AR en las diferentes frecuencias. En la frecuencia central toma el mínimo valor, de 0.75 y conserva un valor inferior a 3 dB entre los 36.5 y los 40 dB.

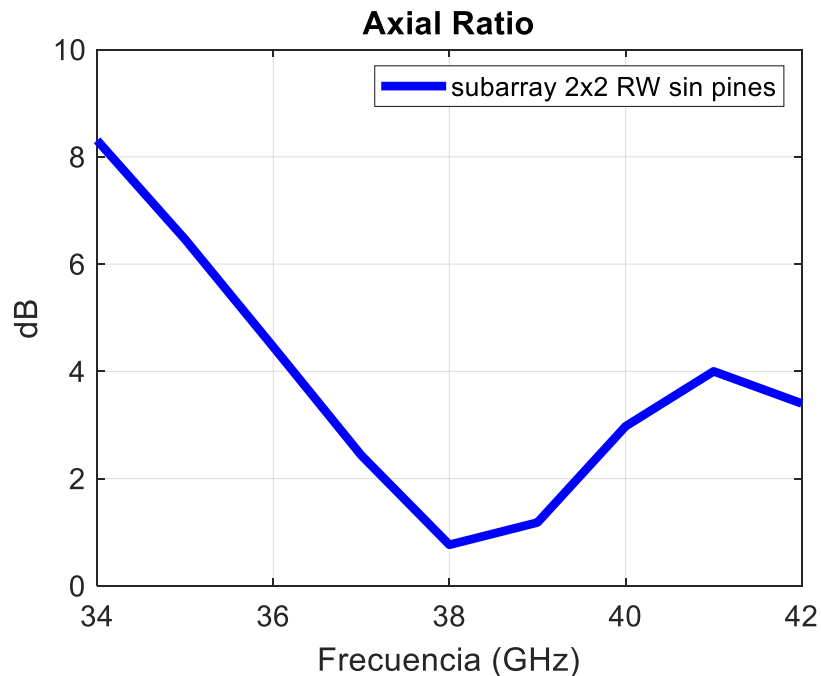


Figura 3-27: Axial Ratio subarray 2x2 RW sin pines.

3.4.1.2 Ridge Gap Waveguide con pines

Se muestran una vista preliminar, junto con lo que se está diseñando en este apartado en la figura 3-28.

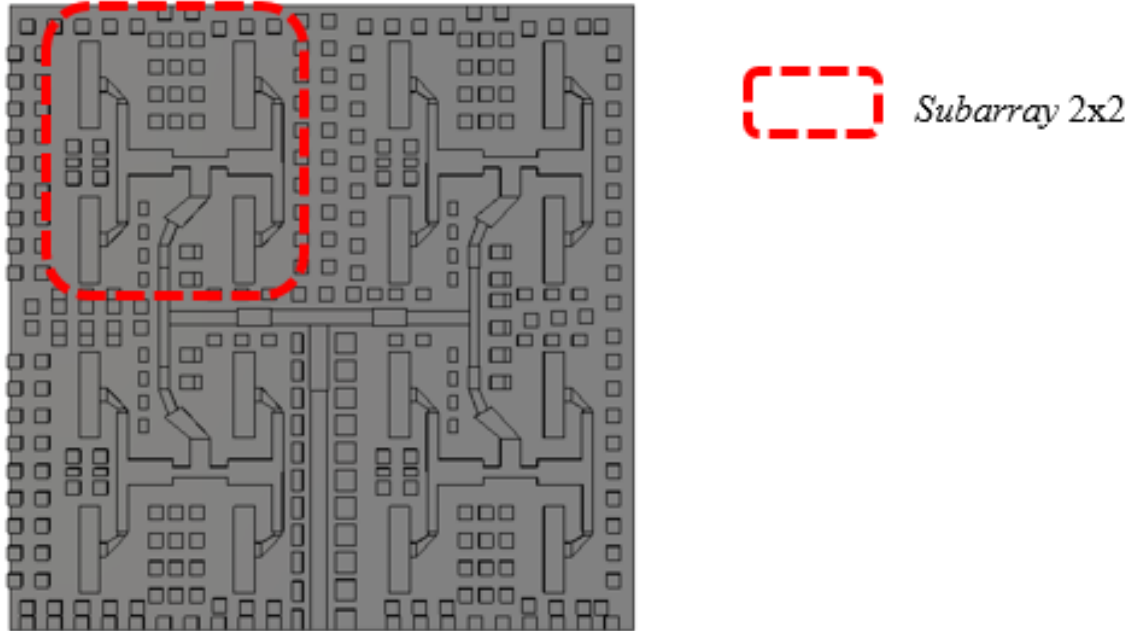


Figura 3-28: Esquema red de alimentación *subarray 2x2* RGW

En segundo lugar, se realizan los mismos pasos, pero ahora con tecnología *Ridge Gap Waveguide*. Esta es más limitante ya que el tamaño de los pines no va a ser el mismo para todos, debido a que las restricciones de espacio hacen obligatorio realizar modificaciones.

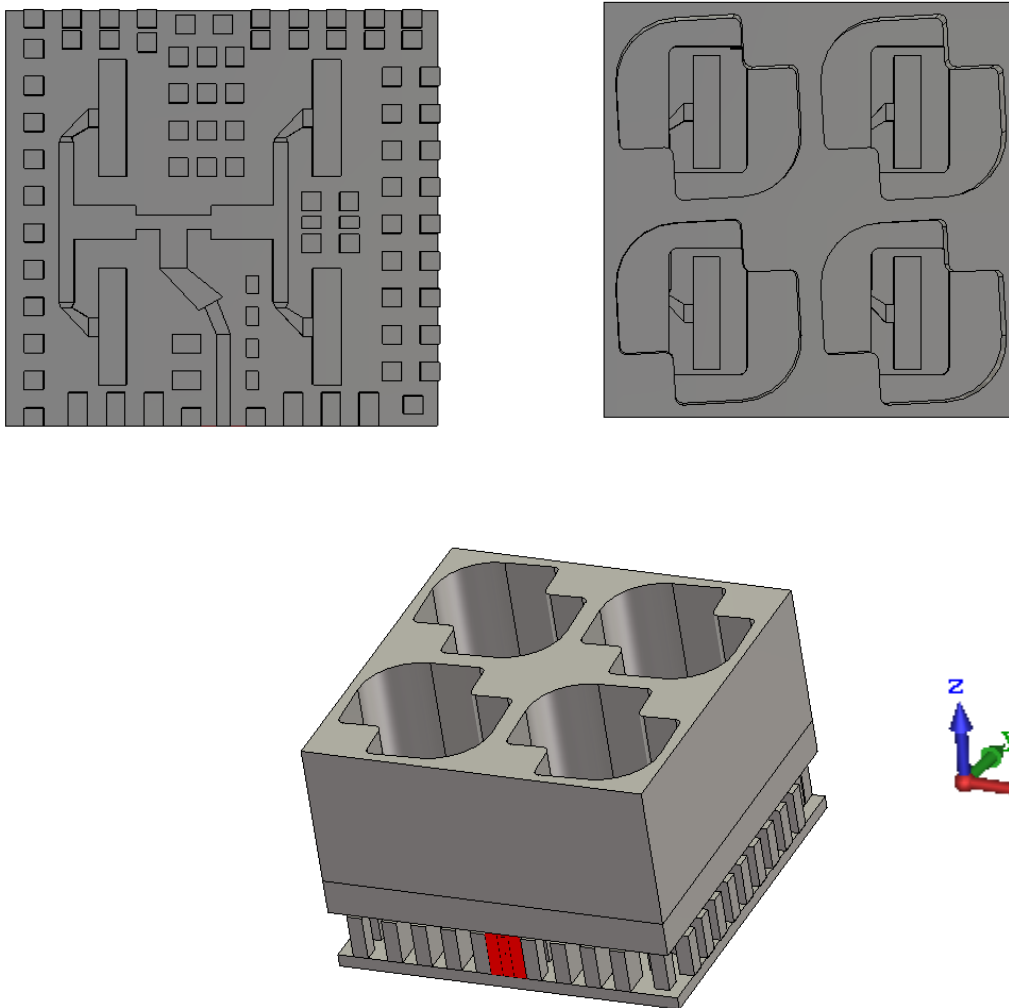


Figura 3-29: Subarray 2x2 RGW a) Superior. b) Superior con Bowtie. c) Lateral.

Las condiciones por las que viene dado el diseño son las mismas, de modo que se mantiene el divisor de potencia en H doblado, pero esta vez obliga a modificar el tamaño de los pines a ambos lados de la guía de onda de entrada.

En cuanto a los resultados de los parámetros S, se muestran en la figura 3-30 donde se puede observar que, debido al diseño de los pines, concretamente al diagrama de dispersión de estos y a la estructura RGW (Figuras 3-7 y 3-9), la reflexión a frecuencias alejadas de los 38 GHz sea bastante pobre o haya cambios bruscos debido a las discontinuidades producidas. Se sigue manteniendo el mínimo a 38 GHz, aunque inferior al diseño sin pines, en torno a los -32.5 dB, y un ancho de banda a -10 dB de 3.9 GHz, es decir, un ancho de banda porcentual de 10.26, y a menos -15 dB un ancho de banda de 2.8 GHz, es decir, un ancho de banda porcentual de 7.36.

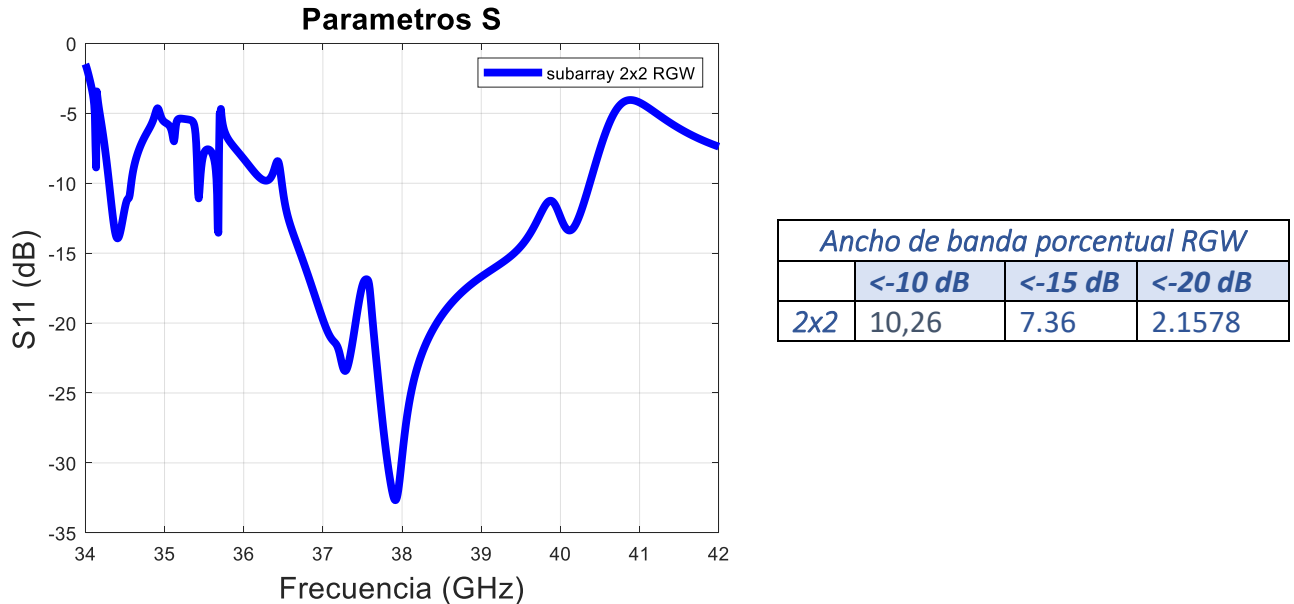


Figura 3-30: S11 subarray 2x2 RGW

En cuanto a los resultados de radiación, se muestran los diferentes planos en las figuras 3-31 y 3-32 donde se puede apreciar, que el valor máximo a las tres frecuencias comparadas es muy similar, aunque hay diferencias entre los lóbulos secundarios de estas. El valor de directividad obtenido es de 14.17 dB con un máximo SLL de 4.7 a 38 GHz, una diferencia de en torno a los 9.5 dB.

Diagrama de radiación $\phi=90$ subarray 2x2 RGW normalizado

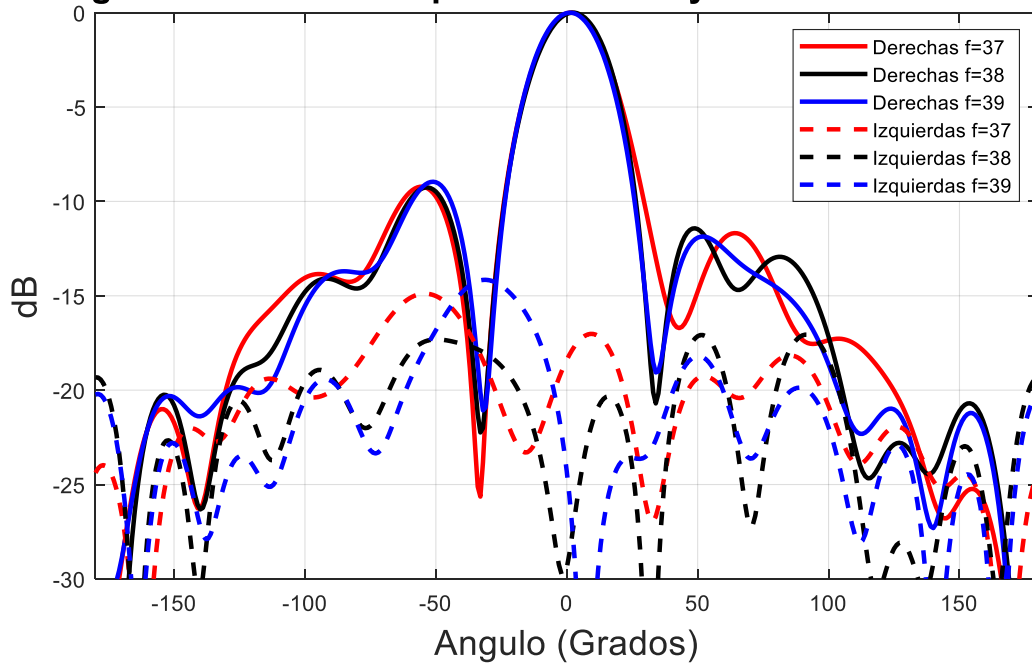


Figura 3-31: Diagrama de radiación *subarray* $\Phi=90$ 2x2 RGW

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 2x2 RGW normalizado

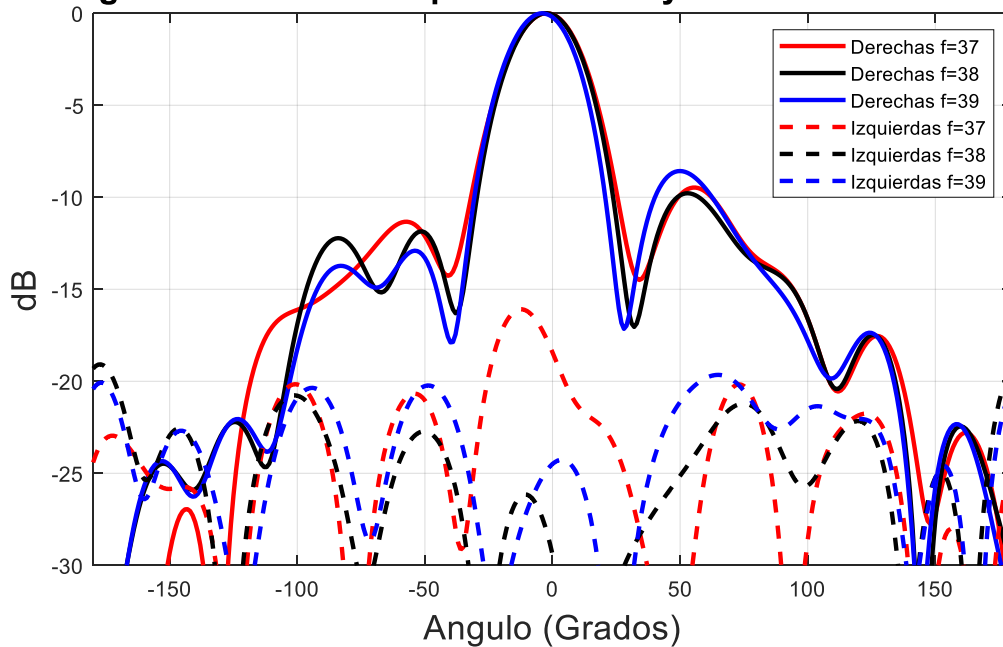


Figura 3-32: Diagrama de radiación *subarray* $\Phi =0$ 2x2 RGW

En cuanto *al Axial ratio* se muestra en la figura 3-33, donde se puede observar el valor que toma el AR con respecto al de la figura 3-27, son resultados similares con un mínimo de 0.7 a los 38 GHz.

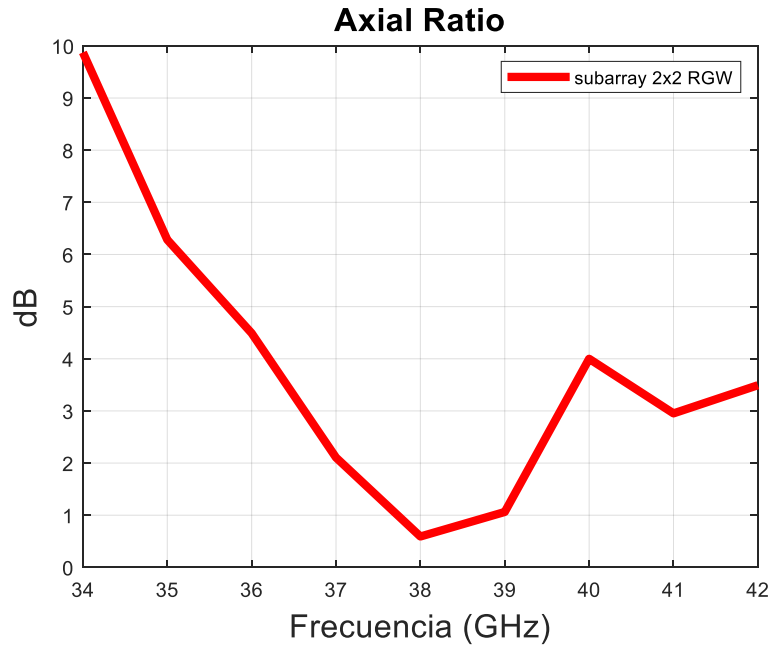


Figura 3-33: Axial Ratio subarray 2x2 RGW

3.4.2 Subarray 2x4

Se replica la el *subarray 2x2* y se realiza un divisor de potencia en T para unir ambas redes, de modo que se reparta la misma potencia a los 8 elementos radiantes, Los pasos a seguir son los mismo que en el apartado anterior, primero en *ridge waveguide* y posteriormente en *ridge gap waveguide*. Se muestra una vista general de lo que se esta haciendo en este apartado en la figura 3-34.

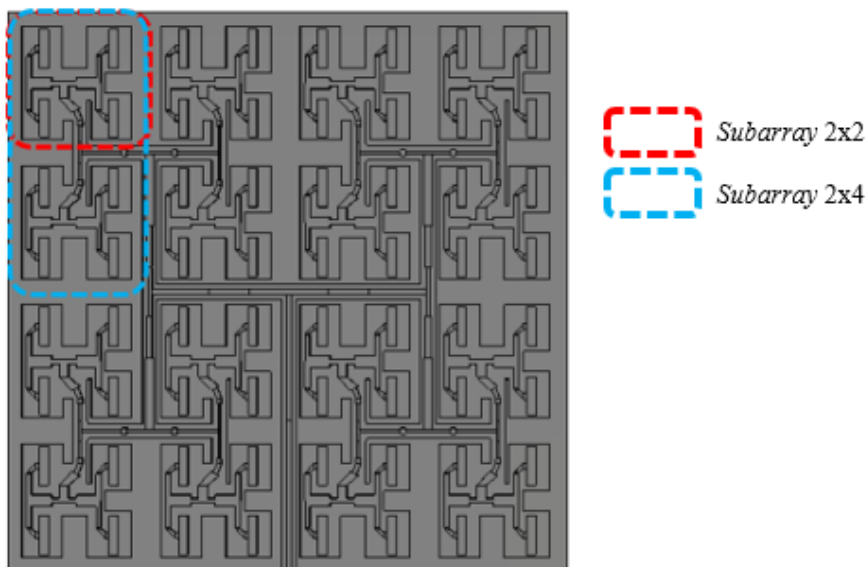


Figura 3-34: Esquema red de alimentación subarray 2x4 RW

3.4.2.1 Ridge Waveguide sin pines

Para el diseño de la red de alimentación del *subarray* 4x2, se replica la red de alimentación del *subarray* 2x2 de la figura 3-23-a y se diseña un divisor de potencia en T que adapte las impedancias de ambas salidas y reparta la misma potencia. El único requisito que se debe cumplir es la separación entre elementos radiantes. La red se muestra en la figura 3-35.

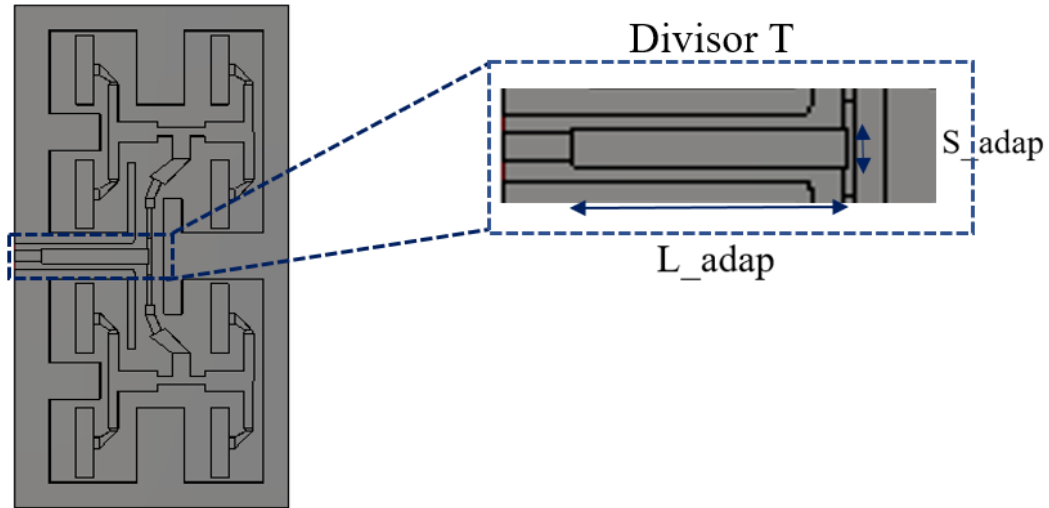


Figura 3-35: Red de alimentación *subarray* 4x2 RW sin pines

En la tabla 4 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T <i>subarray</i> 4x2 RW sin pines (mm)		
S_{adap}	L_{adap}	Gap _{adap}
0.8	3	0.2

Tabla 4: Dimensiones divisor T *subarray* 4x2 RW sin pines

Se añade la agrupación de elementos radiantes a la red de alimentación diseñada, el resultado se muestra en la figura 3-36.

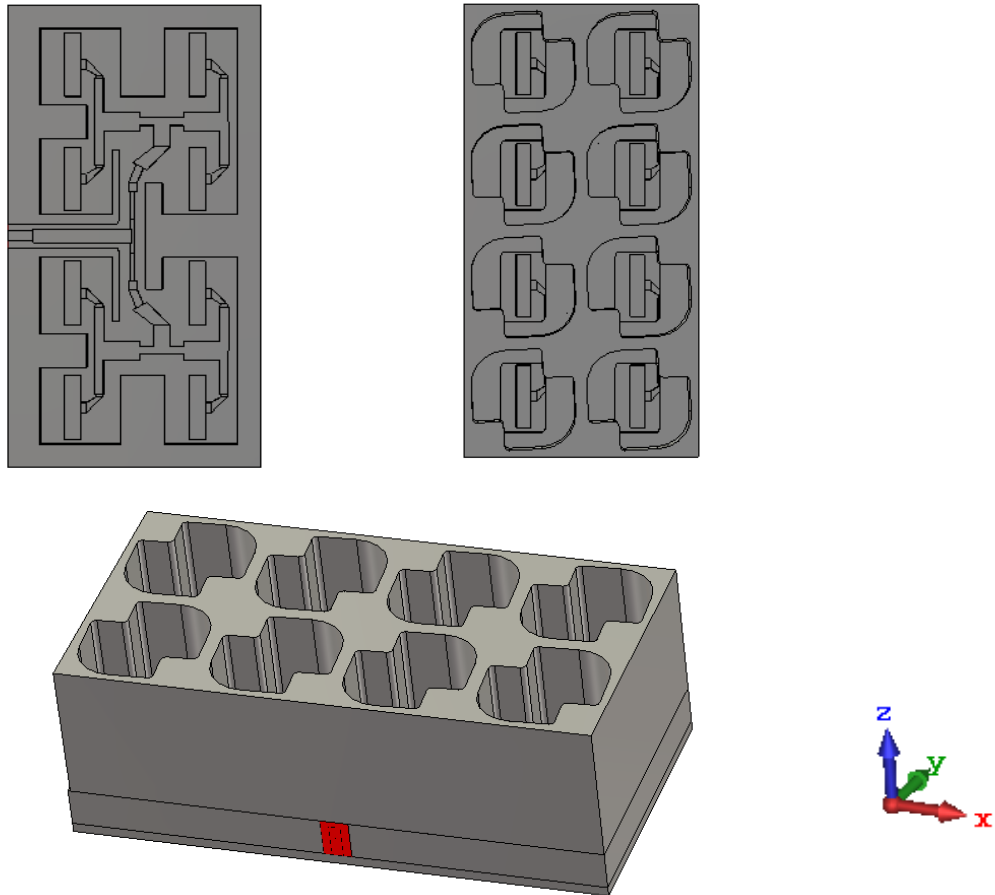


Figura 3-36: Subarray 4x2 RW sin pines: a) Red alimentación. b) Superior con *Bowtie*. c) Lateral.

Los resultados en cuanto a la reflexión de la red de alimentación se muestran en la figura 3-37 donde se consigue una doble reflexión en torno a los 38 GHz, mejorando la respuesta de la antena a frecuencias cercanas a la frecuencia deseada pero reduciendo un poco el ancho de banda a -10 dB, consiguiendo un ancho de banda de 4 GHz, es decir un ancho de banda porcentual de 10.5, y a -15 dB se consigue un ancho de banda de 3.3 GHz, lo que se traduce en un ancho de banda porcentual de 8.68.

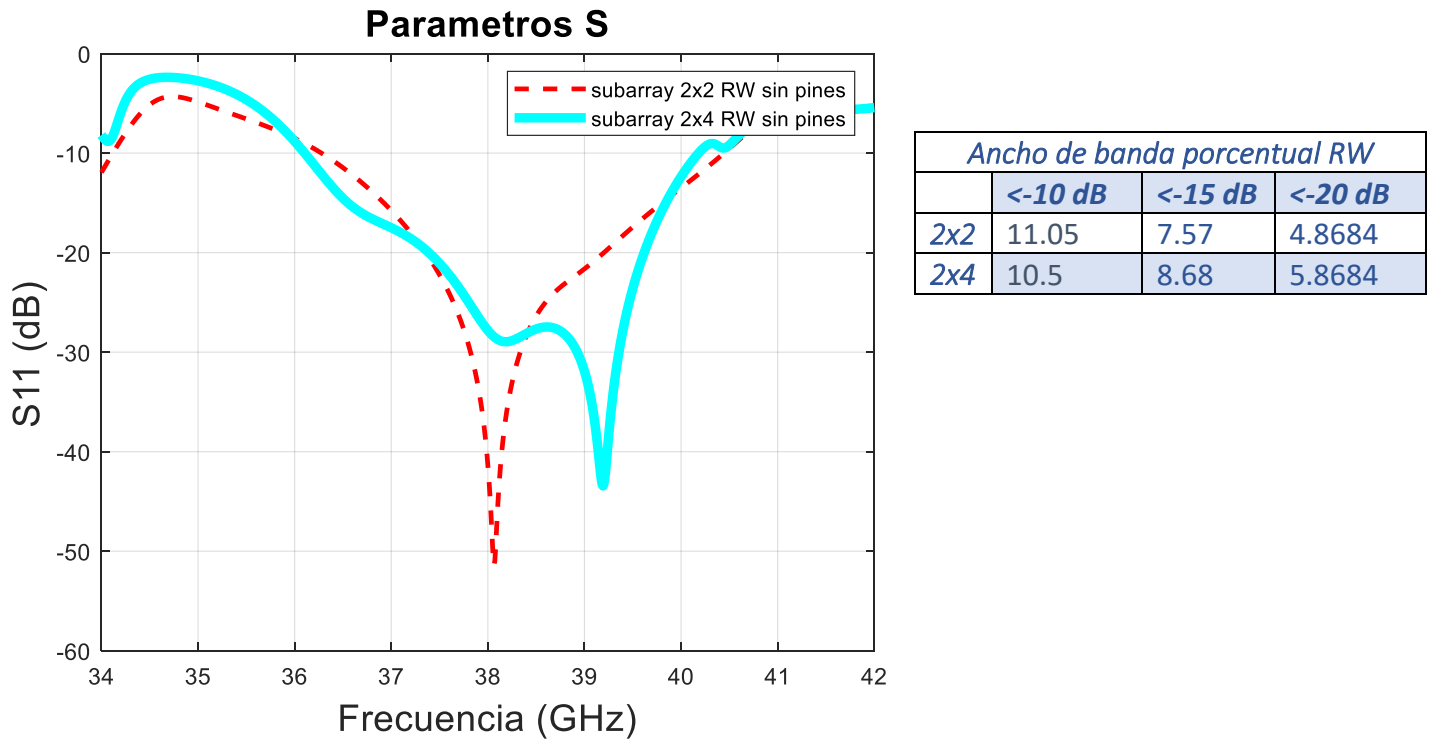


Figura 3-37: S11 subarray 4x2 RW sin pines

Los resultados de radiación se muestran en las figuras 3-38 y 3-39, donde se puede apreciar, que el valor máximo a las tres frecuencias comparadas es prácticamente idéntico, aunque hay diferencias entre los lóbulos secundarios de estas.

El valor de directividad obtenido es de 17.5 dB con un máximo SLL de 2.74 a 38 GHz, una diferencia de en torno a los 15 dB. Esto se debe a que al tratarse de un array de antenas aumenta la ganancia directiva, por lo que esto se traduce en que la antena es más directiva y la diferencia con los lóbulos secundarios se reduce.

Diagrama de radiación phi=90 subarray 4x2 RW sin pines normalizado

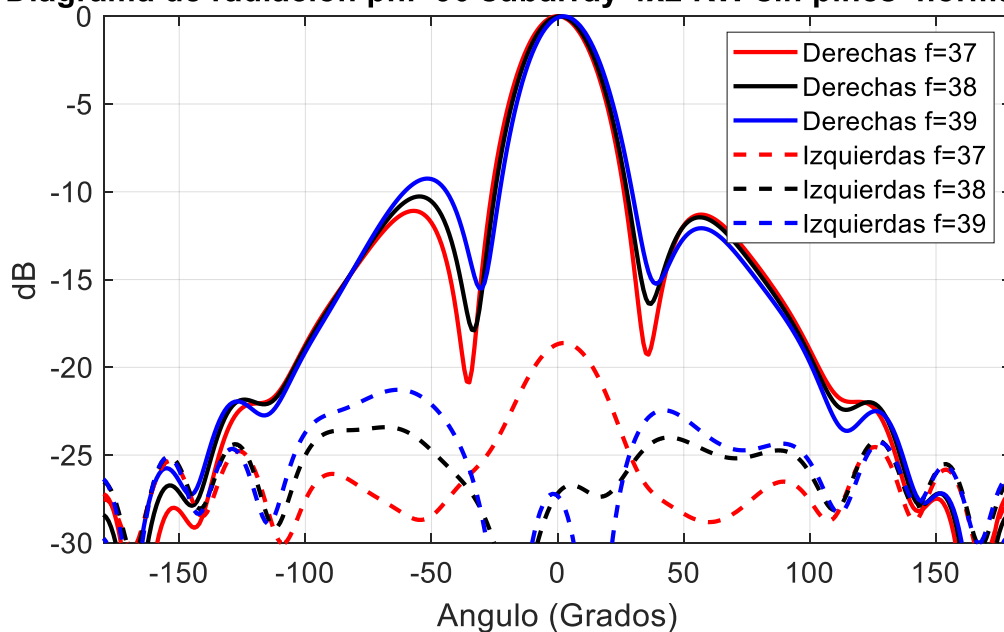


Figura 3-38: Diagrama de radiación subarray $\Phi=90$ 4x2 RW sin pines

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 4x2 RW sin pines normalizado

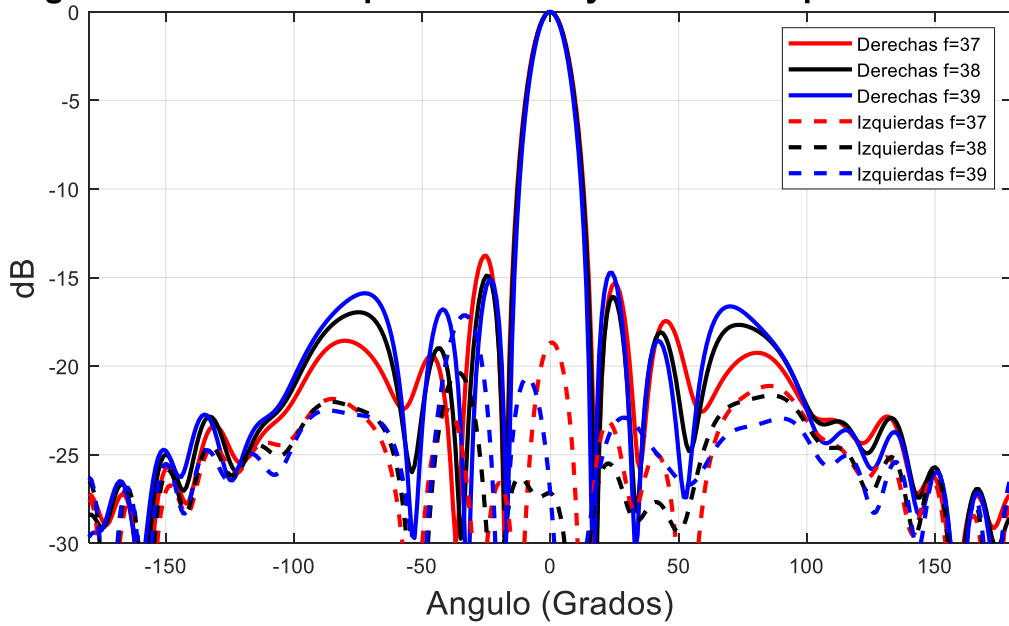


Figura 3-39: Diagrama de radiación subarray $\Phi=0$ 4x2 RW sin pines

En cuanto al axial ratio el resultado aumenta el rango de frecuencias con valor de AR inferior a 3dB que el subarray 2x2, mostrado con líneas discontinuas azules. Sigue teniendo un mínimo a 38 GHz de 0.8 dB.

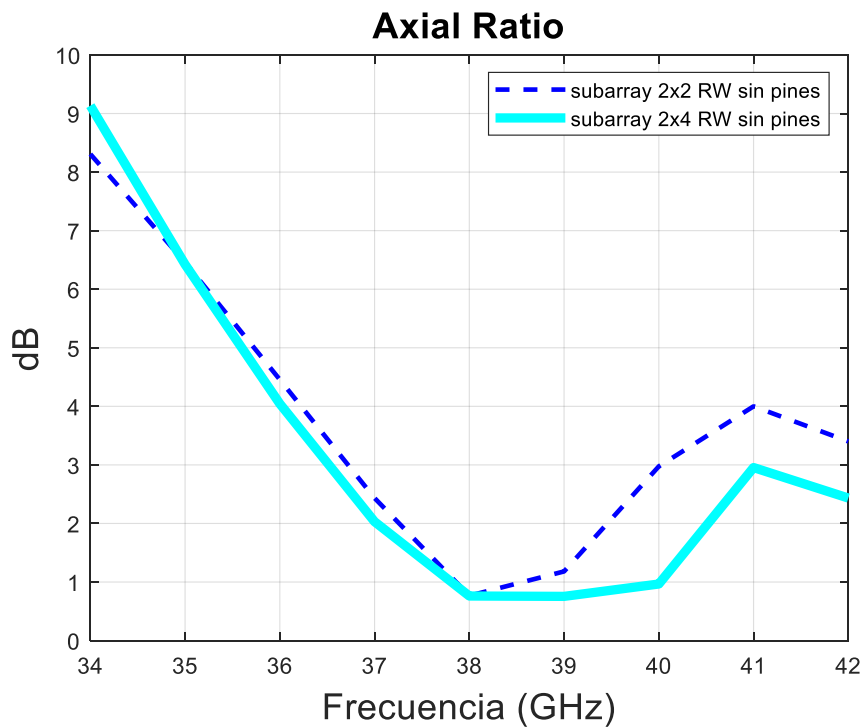


Figura 3-40: Axial Ratio subarray 4x2 RW sin pines

3.4.2.2 Ridge Gap Waveguide con pines

En este apartado se va a diseñar la red de alimentación del *subarray* 2x4 en tecnología RGW, se muestra en la figura 3-41 dicha red de alimentación en la estructura final.

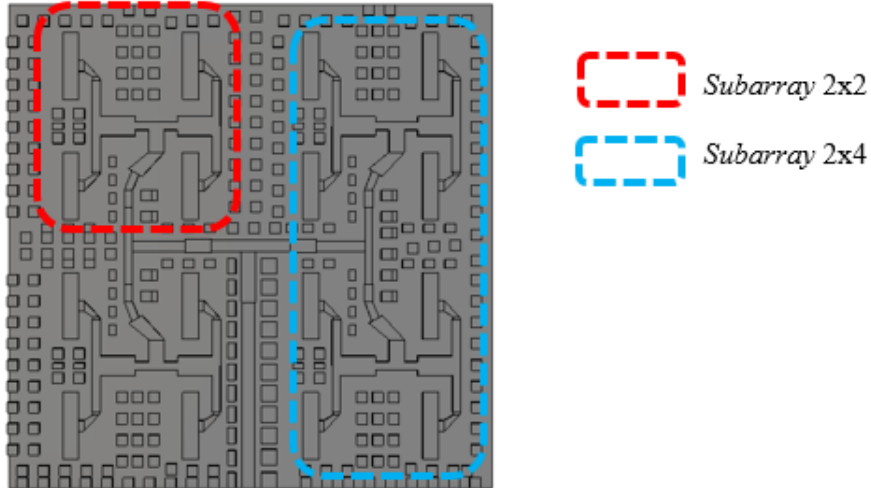


Figura 3-41: Esquema red de alimentación *subarray* 2x4 RGW

Se replica el diseño del apartado 3.4.1.2, concretamente la figura 3-29-a, y se realiza un divisor de potencia en T, para adaptar las impedancias de ambas agrupaciones de antenas 2x2 y repartir la misma potencia en ambos sectores.

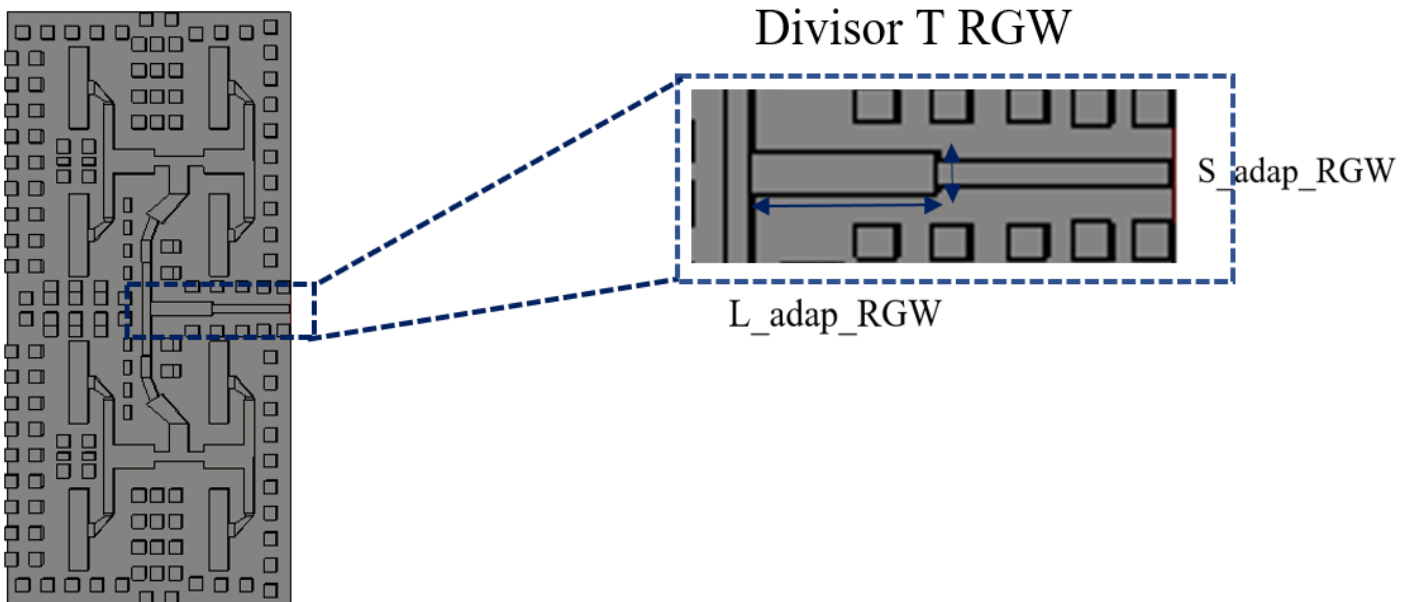


Figura 3-42: Red de alimentación RGW *subarray* 4x2

Los resultados de adaptación de la estructura presentan una doble reflexión similar a la figura 3-34, pero menos pronunciada, en torno a los 37.5 GHz. Se consigue mantener una respuesta parecida a la antena 2x2 RGW, aumentando el ancho de banda a -10 y a -15 dB, consiguiendo ahora, 2.9 GHz de ancho de banda a -15 dB y 4.2 GHz a -10 dB, pero reduciendo la respuesta a 38 GHz, consiguiendo -25 dB.

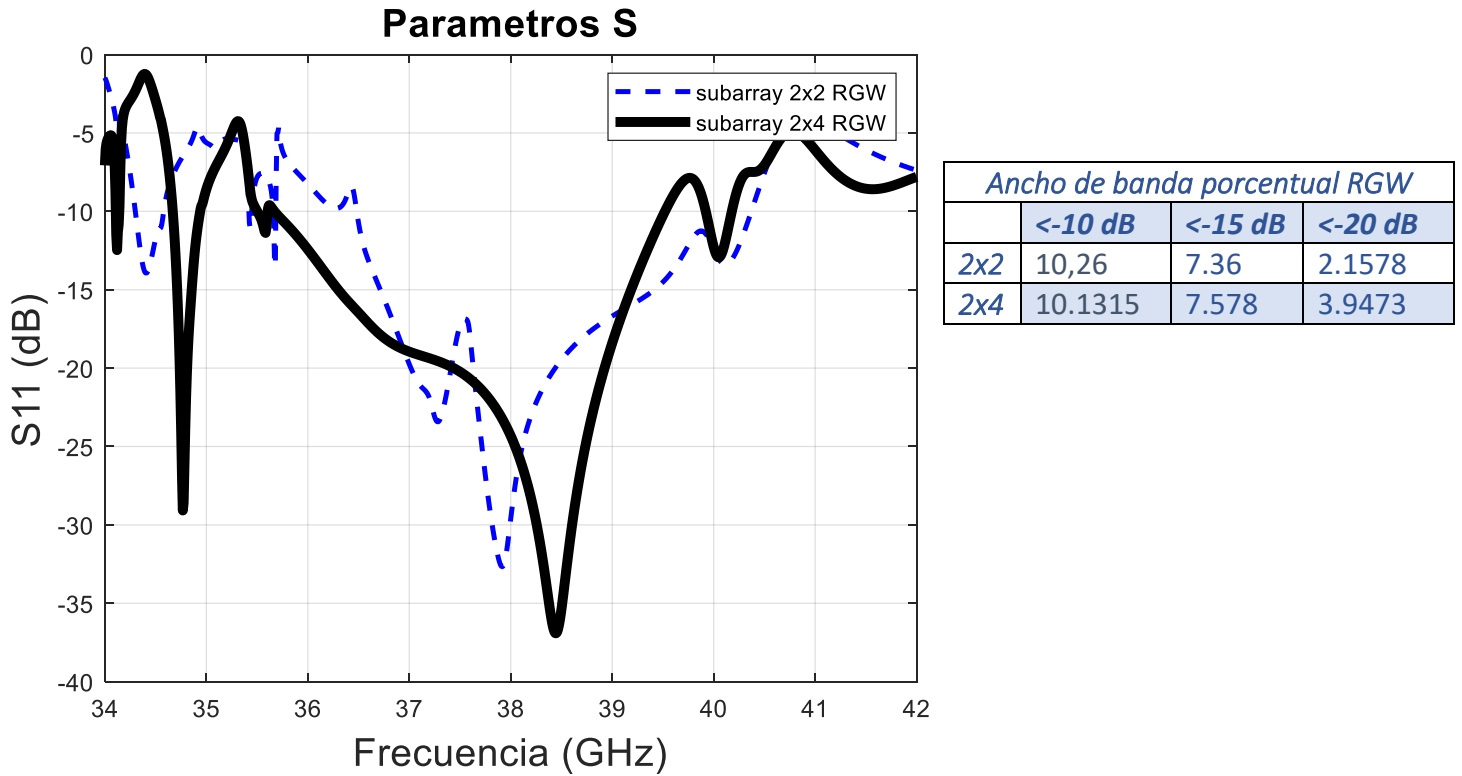


Figura 3-43: S11 subarray 4x2 RGW

En la tabla 5 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T subarray RGW 4x2 (mm)		
S_adap_8x4	L_adap_8x4	Gap_adap_8x4
0.87	3	0.2

Tabla 5: Dimensiones divisor T subarray 4x2 RGW

Se añade la agrupación de elementos radiantes *Bowtie*, y se representa en la figura 3-44, las diferentes vistas de *subarrays* 4x2.

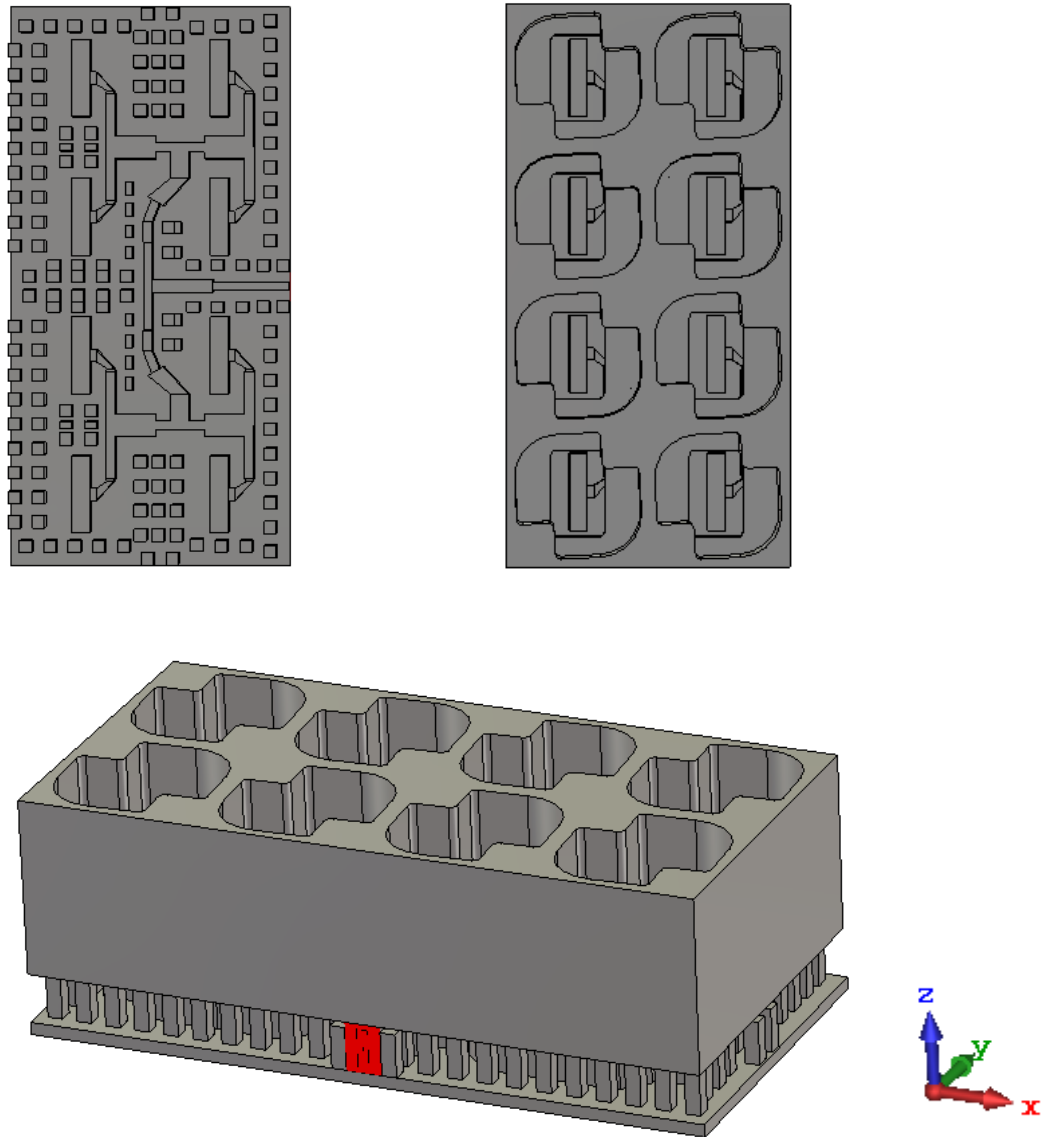


Figura 3-44: *Subarray* 4x2 RGW: a) Red de alimentación. b) Superior con *Bowtie*. c) Lateral.

En cuanto al diagrama de radiación de la estructura, se muestra en las figuras 3-45 y 3-46, donde se puede apreciar que el valor de la ganancia directa en la dirección perpendicular a la antena aumenta en consecuencia con el aumento de la frecuencia. Consiguiendo una ganancia directa a 0 grados en torno a los 15 dB y un SLL de 2.74 dB.

Diagrama de radiación $\phi=90$ subarray 4x2 RGW normalizado

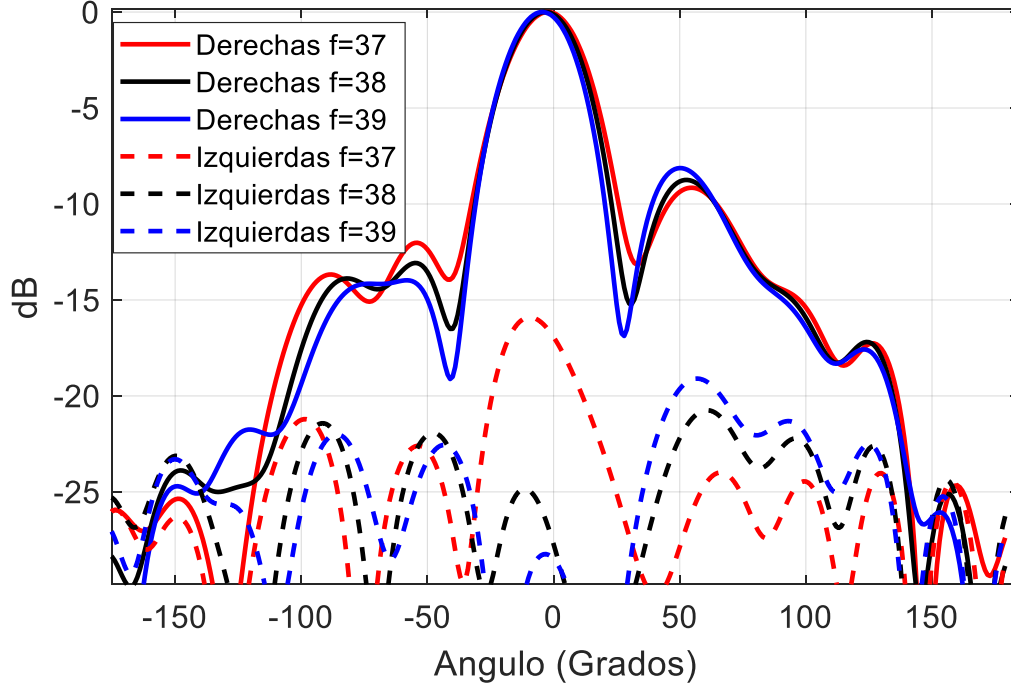


Figura 3-45: Diagrama de radiación subarray $\Phi=90$ 4x2 RGW

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 4x2 RGW normalizado

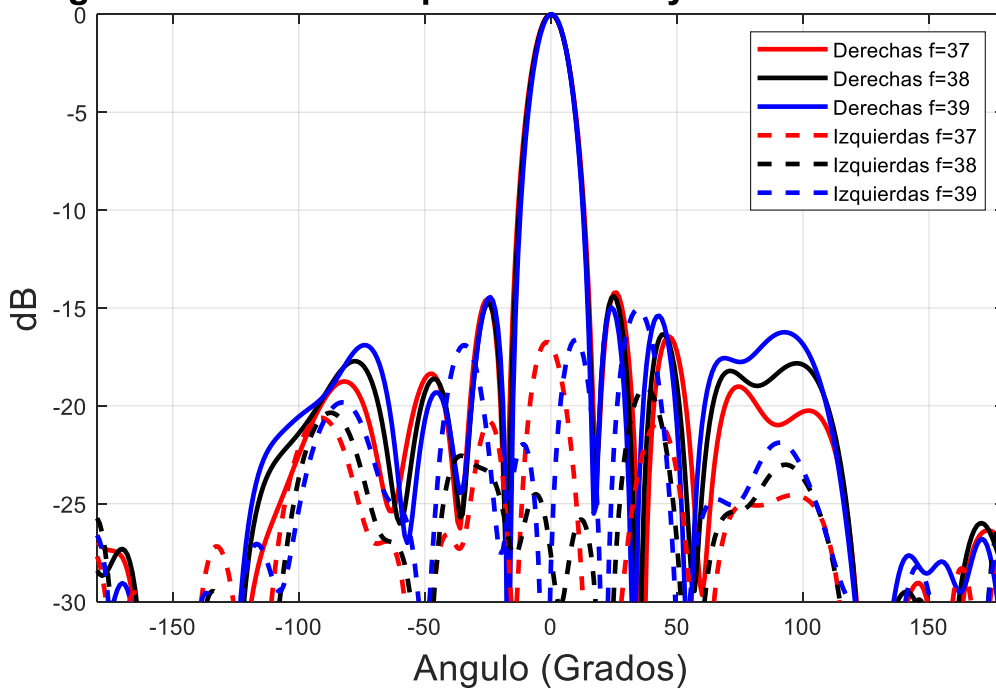


Figura 3-46: Diagrama de radiación subarray $\Phi=0$ 4x2 RGW

La relación axial de la antena 4x2 RGW tiene un comportamiento muy similar al representado en la figura 3-47 en los valores intermedios, y mejorando a 40 GHz donde se obtiene el mínimo valor.

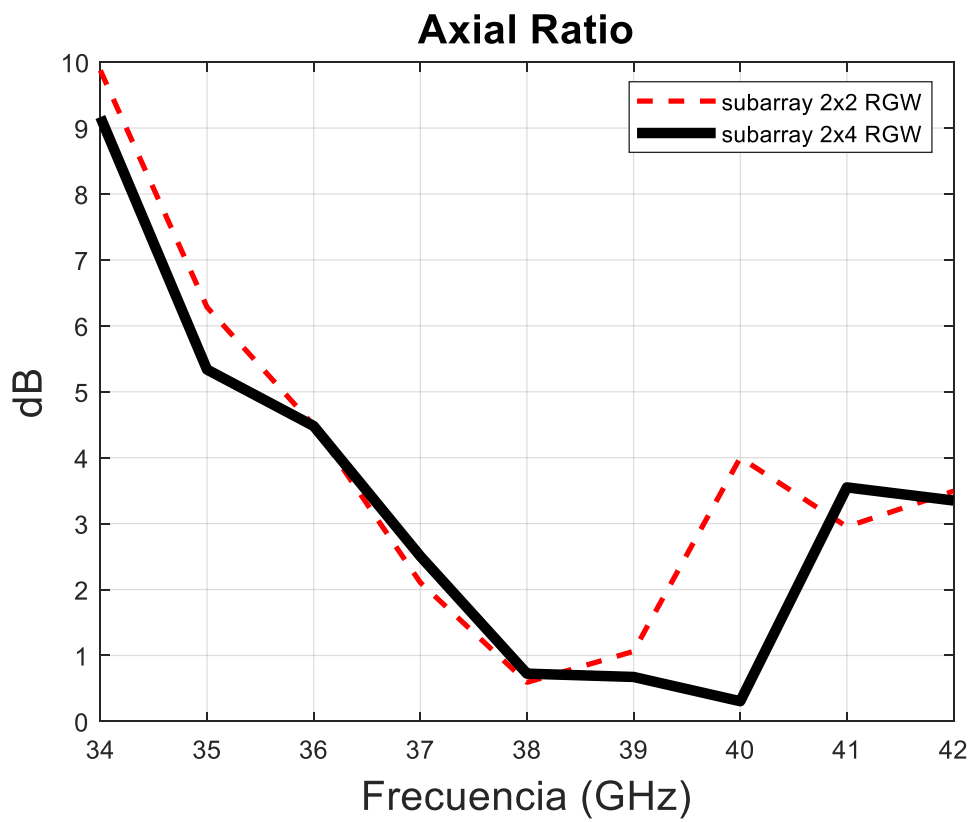


Figura 3-47: Axial Ratio *subarray 4x2 RGW*

3.4.3 Subarray 4x4

En este apartado se diseñará el *subarray* de 16 elementos radiantes partiendo de las estructuras diseñadas en el apartado anterior. Primero se diseñará la antena sin pines y posteriormente la antena en tecnología *Ridge Gap Waveguide*.

3.4.3.1 Ridge Waveguide sin pines

Se replica la el *subarray* 2x4 y se realiza un divisor de potencia en T para unir ambas redes, de modo que se reparta la misma potencia a los 16 elementos radiantes, Los pasos a seguir son los mismo que en el apartado anterior, primero en *ridge waveguide* y posteriormente en *ridge gap waveguide*. Se muestra una vista general del diseño de esta nueva red en la figura 3-48.

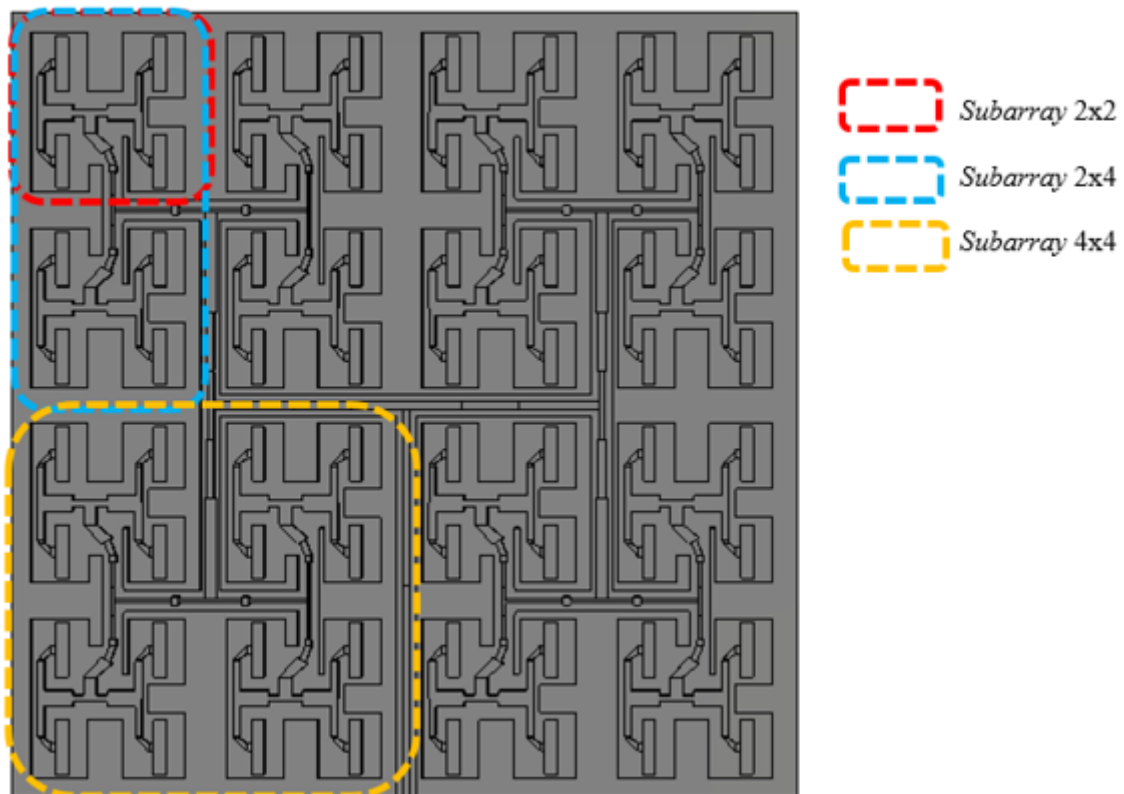


Figura 3-48: Esquema red de alimentación *subarray* 4x4 RW

Se replica el modelo de red de alimentación 4x2 *ridge waveguide* sin pines del apartado 3.4.2.1 y se siguen los mismos pasos que en los diseños anteriores para diseñar la red de alimentación 4x4 *ridge waveguide* sin pines.

Es necesario realizar ciertas modificaciones a las salidas de las antenas 4x2 para facilitar el diseño del divisor T, y así, minimizar la reflexión de la antena y maximizar la ganancia.

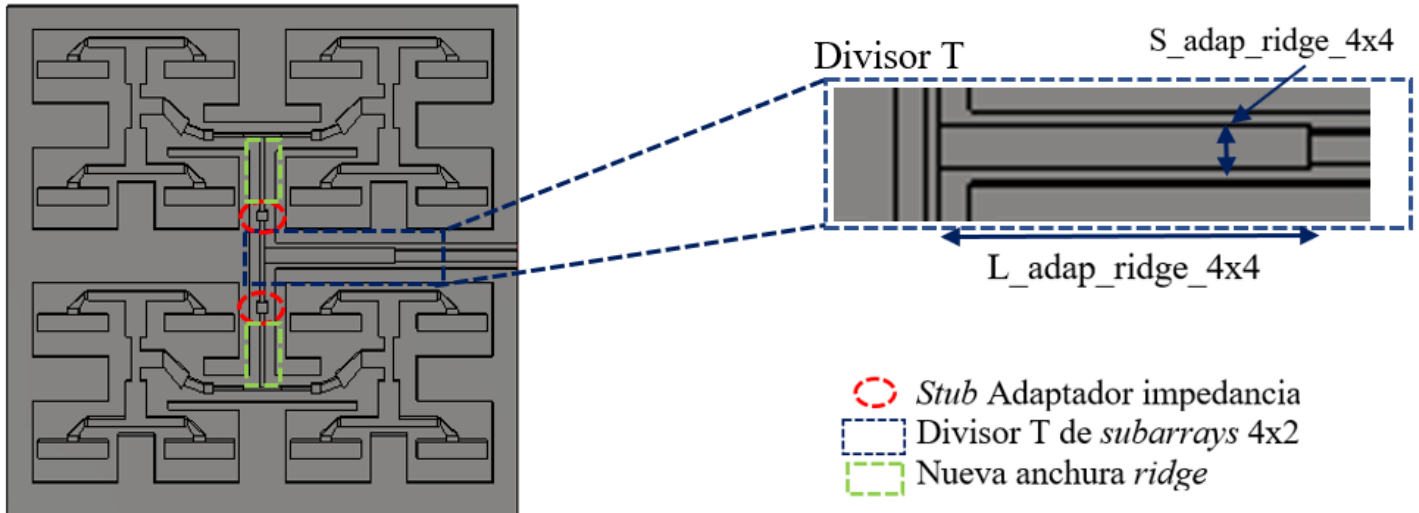


Figura 3-49: Red de alimentación subarray de antenas 4x4 RW sin pines

Se modifican las anchuras de la *ridge* del apartado 3.4.2.1, para, al introducir una *ridge* con una impedancia notablemente diferente, facilite la adaptación del divisor de potencia en T y pueda realizar un reparto de potencia equitativo.

En la tabla 6 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T subarray 4x4 sin pines (mm)		
S_adap_ridge_4x4	L_adap_ridge_4x4	Gap_adap_ridge_x4
0.8	7	0.8

Tabla 6 Dimensiones divisor T subarray 4x4 RW sin pines

En primer lugar, se realizará la red de alimentación con tecnología *ridge waveguide*, donde el primer modelo se muestra en la figura 3-50-a y en la figura 2-50-b/c se muestran las diferentes vistas del *subarrays* 4x4 con las agrupaciones de elementos radiantes.

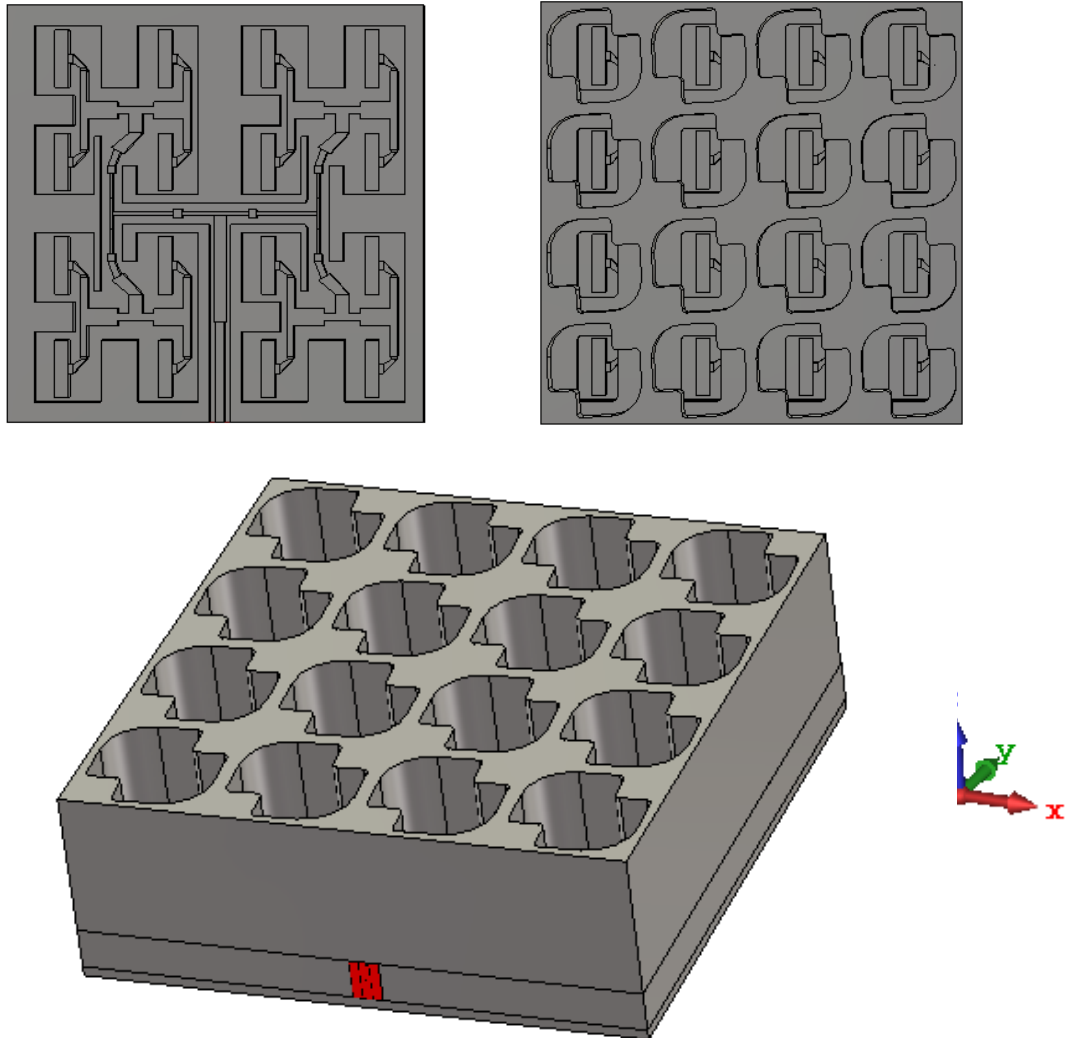
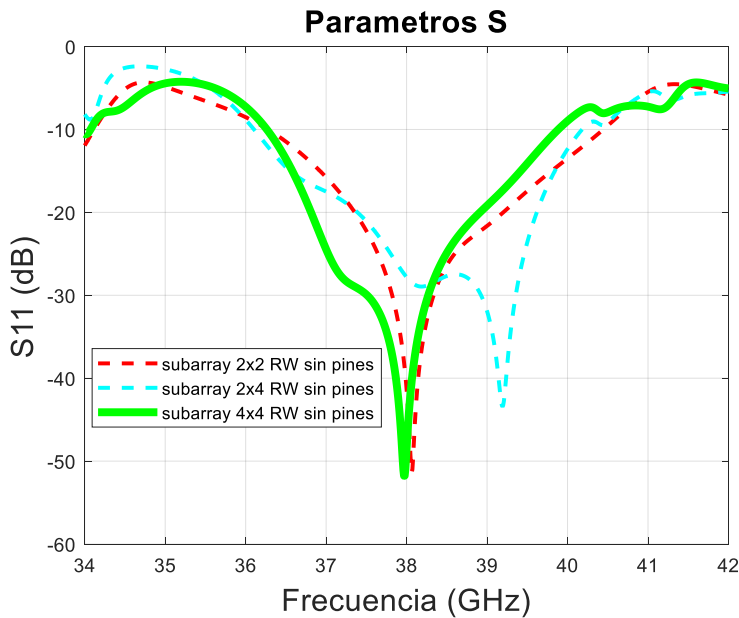


Figura 3-50: *Subarray* 4x4 RW sin pines: a) Superior. b) Superior con Bowtie. c) Lateral.

Los resultados de reflexión de la estructura se muestran en la figura 3-51, donde se puede apreciar la buena adaptación a la frecuencia central, consiguiendo un S11 de -50 dB. EL ancho de banda obtenido es algo inferior al mostrado en la figura 4-10, obteniendo un ancho de banda a -10 dB de 3.64 GHz, es decir, un ancho de banda porcentual de 9.57 y a -15 dB de 2.84 GHz, es decir un ancho de banda porcentual de 7.47.

En resumen, se reduce un poco el ancho de banda de la antenna, pero se mejora su respuesta a 38 GHz.



Ancho de banda porcentual RW			
	<-10 dB	<-15 dB	<-20 dB
2x2	11.05	7.57	4.8684
2x4	10.5	8.68	5.8684
4x4	9.57	7.47	5.5263

Figura 3-51: S11 subarray 4x4 RW sin pines.

En cuanto a los resultados de radiación de la antenna, mostrados en las figuras 3-52 y 3-53, se puede observar que el comportamiento a las tres frecuencias representadas es prácticamente el mismo, consiguiendo un máximo en la dirección perpendicular a la estructura de 20.46 dB y un nivel de SLL de 5.5 dB, una diferencia de 15 dB aproximadamente, manteniendo la misma diferencia que en el apartado 4.2.1.

Diagrama de radiación $\phi=90$ subarray 4x4 RW sin pines normalizado

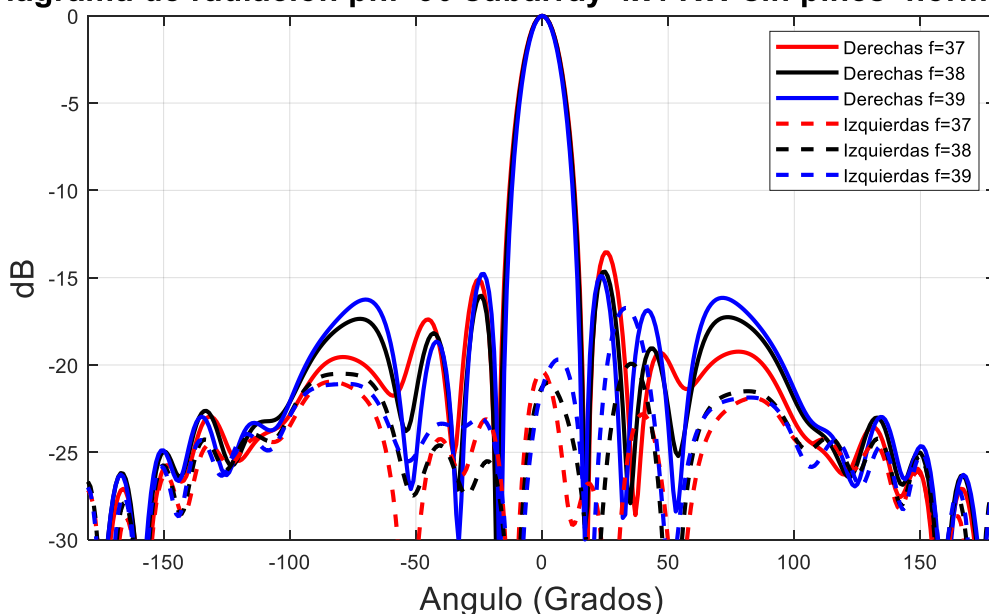


Figura 3-52: Diagrama de radiación subarray $\Phi =90$ 4x4 RW sin pines

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 4x4 RW sin pines normalizado

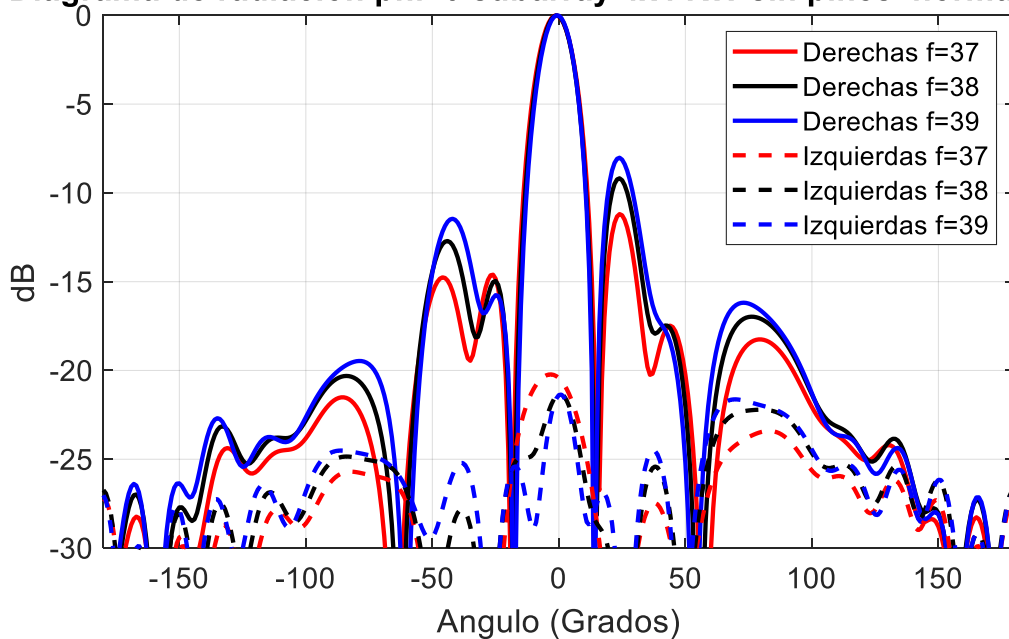


Figura 3-53: Diagrama de radiación subarray $\Phi = 0$ 4x4 RW sin pines

La relación axial de la antena 4x4 RW sin pines tiene un comportamiento muy similar en las frecuencias representadas, aunque empeora en la frecuencia central, el AR es inferior a 3 dB desde los 36 hasta los 41 GHz.

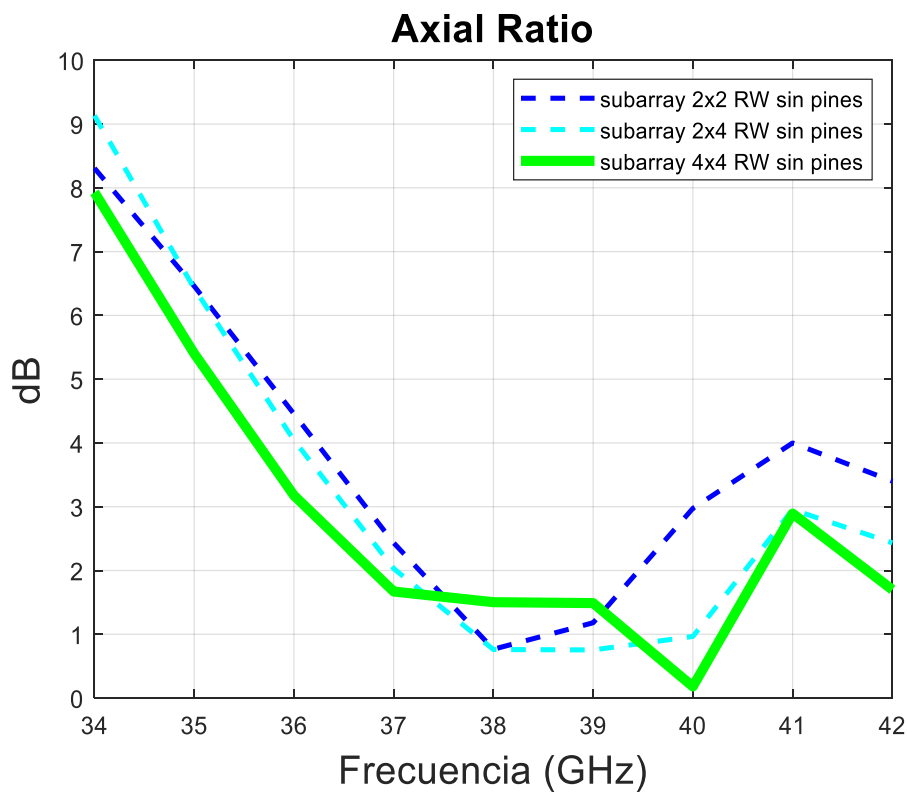


Figura 3-54: Axial Ratio subarray 4x4 RW sin pines.

3.4.3.2 Ridge Gap Waveguide con pines

Se replica la red diseñada en el apartado 3.4.2.2 realizando pequeñas modificaciones a la salida de cada antena por separado y diseñando un nuevo diseño de divisor de potencia en T que reparta la misma potencia a todos los elementos radiantes. El resultado se muestra en la figura 3.55.

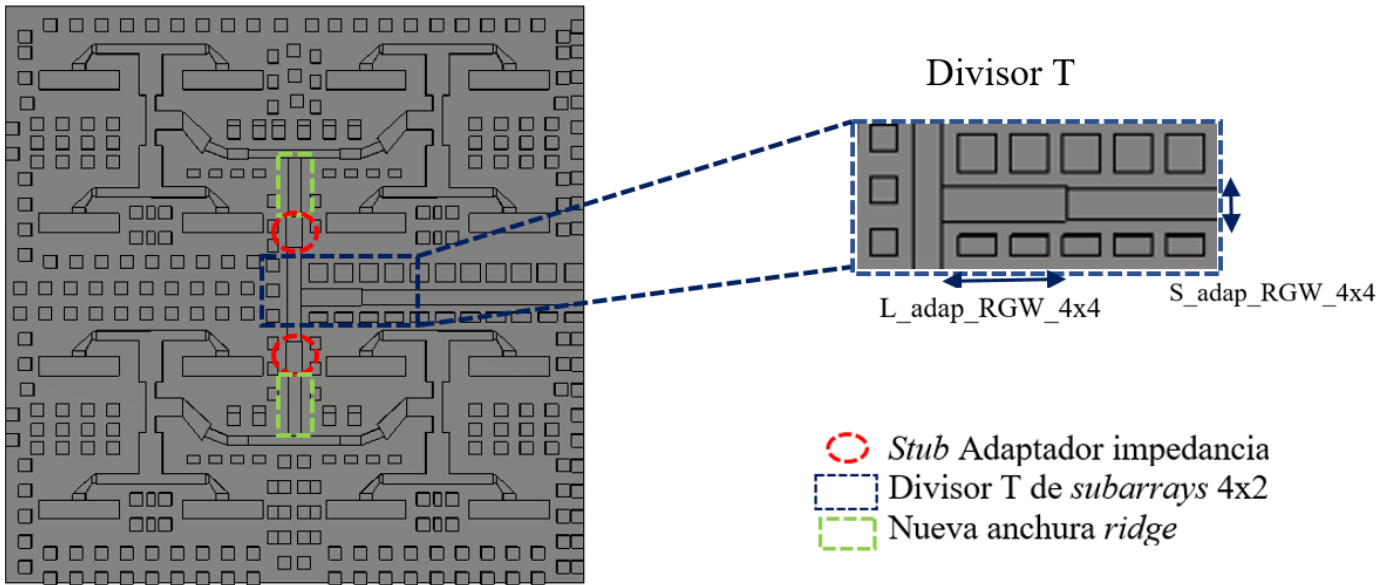
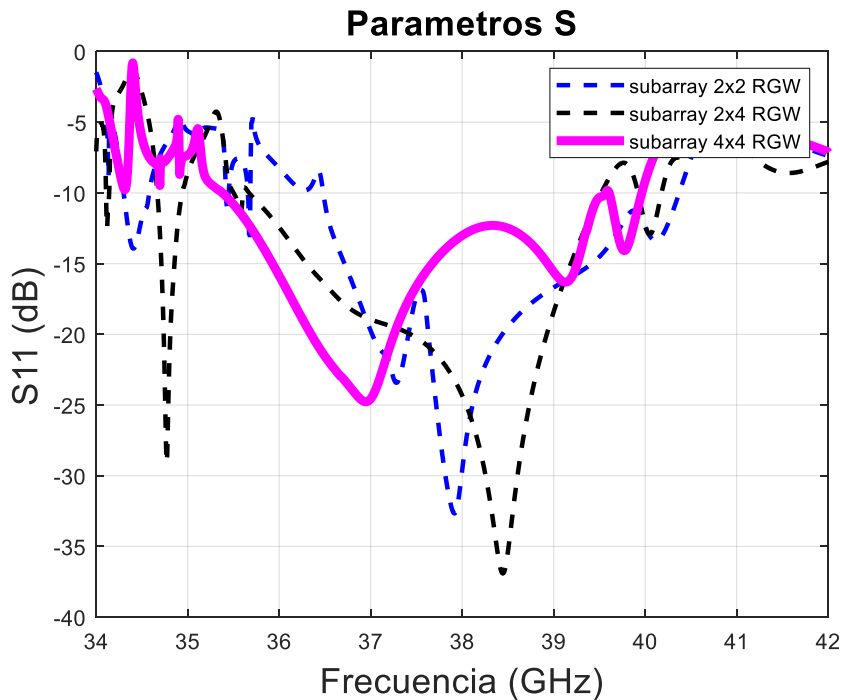


Figura 3-55: S11 red de alimentación subarray 4x4 RGW.

Los resultados de reflexión de la antena siguen una distribución similar a la obtenida en la figura 3-43, pero se reduce la buena respuesta que tenía a 39 GHz, aunque se mantiene el valor a 38 GHz de 24 dB. Se consigue un ancho de banda a -10 dB de 4.2 dB, es decir, un ancho de banda porcentual de 11.05.



Ancho de banda porcentual RGW			
	<-10 dB	<-15 dB	<-20 dB
2x2	10,26	7.36	2.1578
2x4	10.1315	7.578	3.9473
4x4	8.2368	3.42	1.763

Figura 3-56: Red de alimentación RGW subarray de elementos radiantes 4x4.

En la tabla 7 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T subarray RGW 4x4 (mm)		
S_adap_RGW_4x4	L_adap_RGW_4x4	Gap_adap_RGW_4x4
0.8	3	0.2

Tabla 7: Dimensiones divisor T subarray 4x4 RGW

Se replica el *subarray* de elementos radiantes 4x2, formando la agrupación de elementos radiantes 4x4 y se añade en la parte superior de la red de alimentación diseñada en la figura 3-51, el resultado se muestra en la figura 3-57.

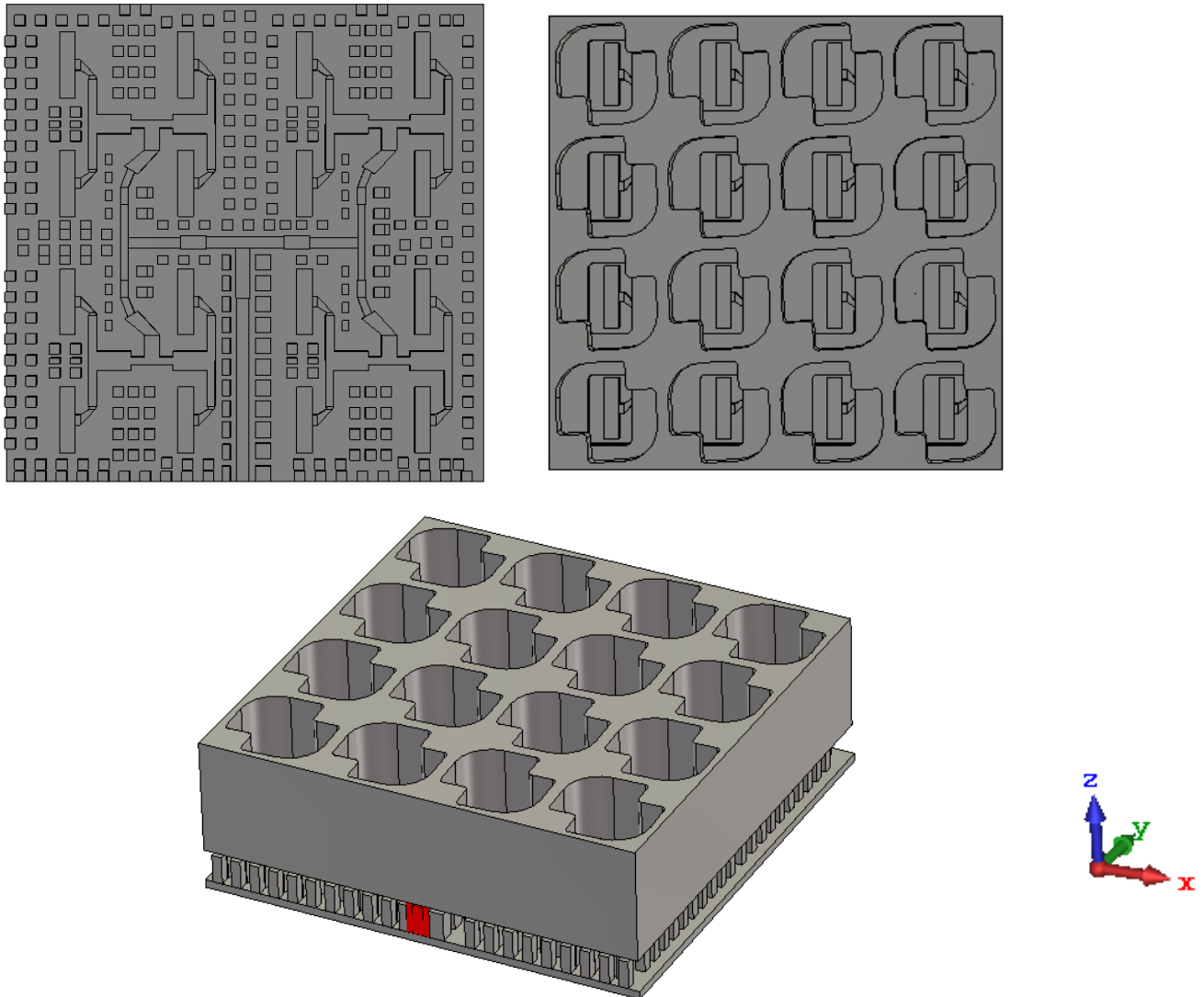


Figura 3-57: Subarray 4x4 RGW: a) Red de alimentación. b) Superior con Bowtie. c) Lateral.

En cuanto al diagrama de radiación de la estructura, se pueden apreciar diferencias entre las tres frecuencias representadas. Observando el diagrama a 38 GHz, se puede observar el máximo a 0 grados de 19.21 dB y un valor de SLL de 5, manteniendo la diferencia de 15 dB, obtenida en diseños anteriores.

Diagrama de radiación $\phi=90$ subarray 4x4 RGW normalizado

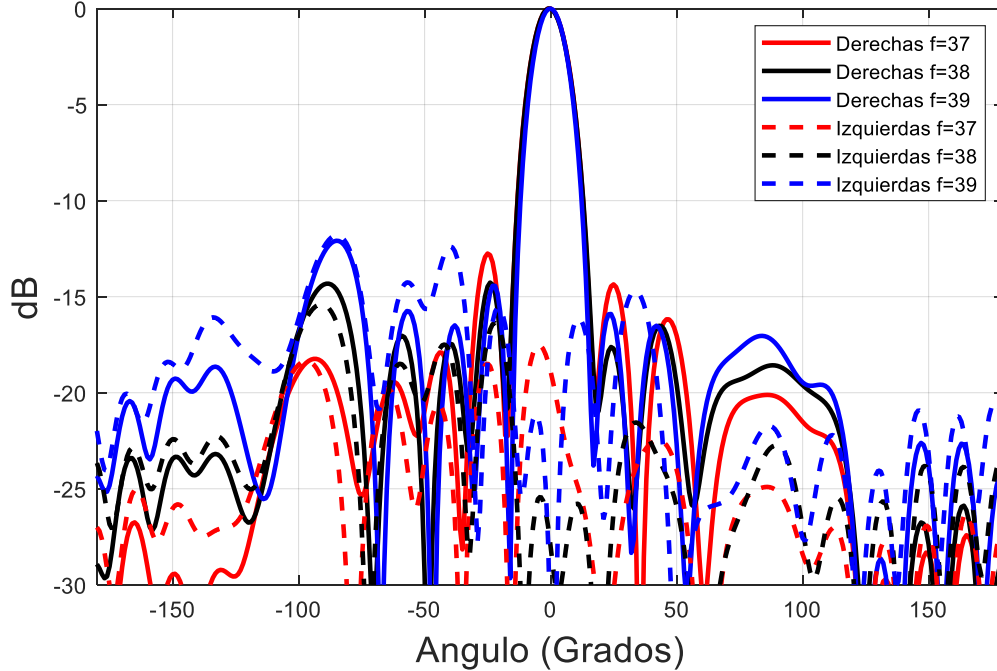


Figura 3-59: Diagrama de radiación subarray $\Phi=90$ 4x4 RGW

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 4x4 RGW normalizado

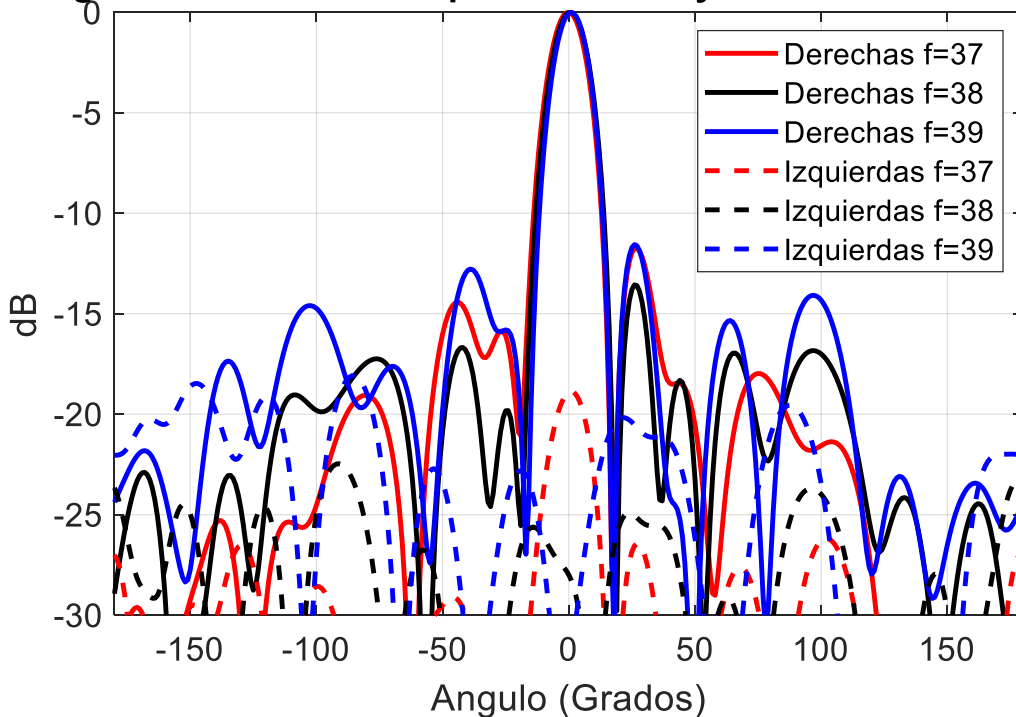


Figura 3-58: Diagrama de radiación subarray $\Phi=0$ 4x4 RGW

En cuanto a la relación axial se puede observar la diferencia entre la relación axial para el *subarray* 4x4 RGW y el 2x4 RGW: desaparece el mínimo a 40 GHz, pero mejora a 39 GHz, consiguiendo un mínimo de 0.392 dB.

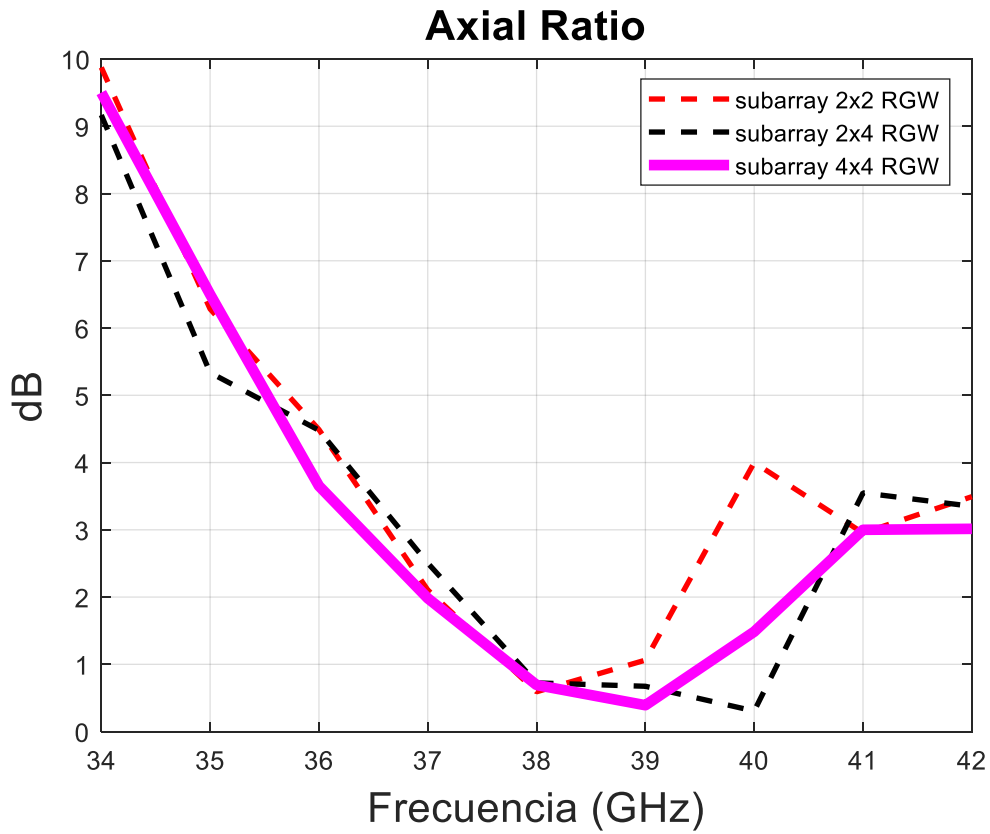


Figura 3-60: Axial Ratio *subarray* 4x4 RGW.

3.4.4 Subarray 8x4

En este apartado se diseñará la agrupación de 32 elementos radiantes partiendo de las estructuras diseñadas en el apartado anterior.

3.4.4.1 Ridge Waveguide sin pines

Se muestra una vista general de la red de alimentación que se va a diseñar en este apartado en la figura 3-61.

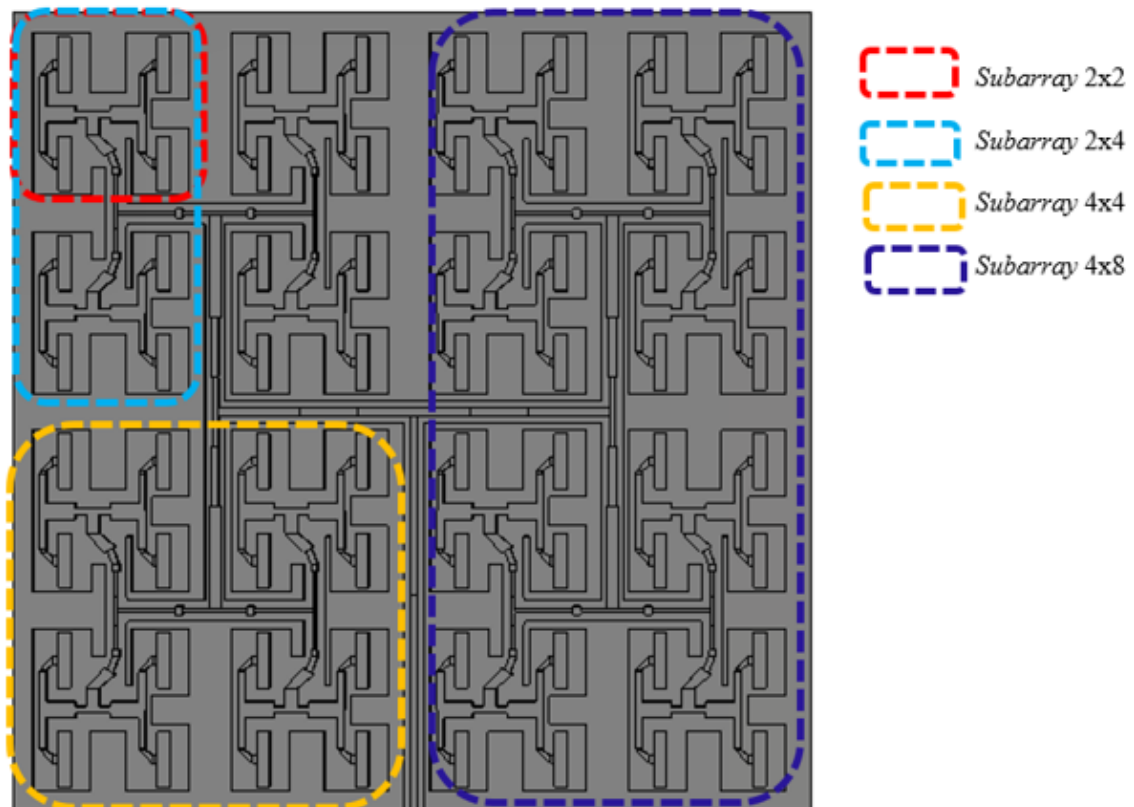


Figura 3-61: Esquema red de alimentación *subarray* 4x8 RW

Se replica la red del apartado 3.4.3.1 de la figura 3-49 y se diseña un divisor de potencia en forma de T para realizar un reparto equitativo de potencia en ambas salidas. El diseño de la red de alimentación del subarray 8x4 RW sin pines se muestra en la figura 3-62.

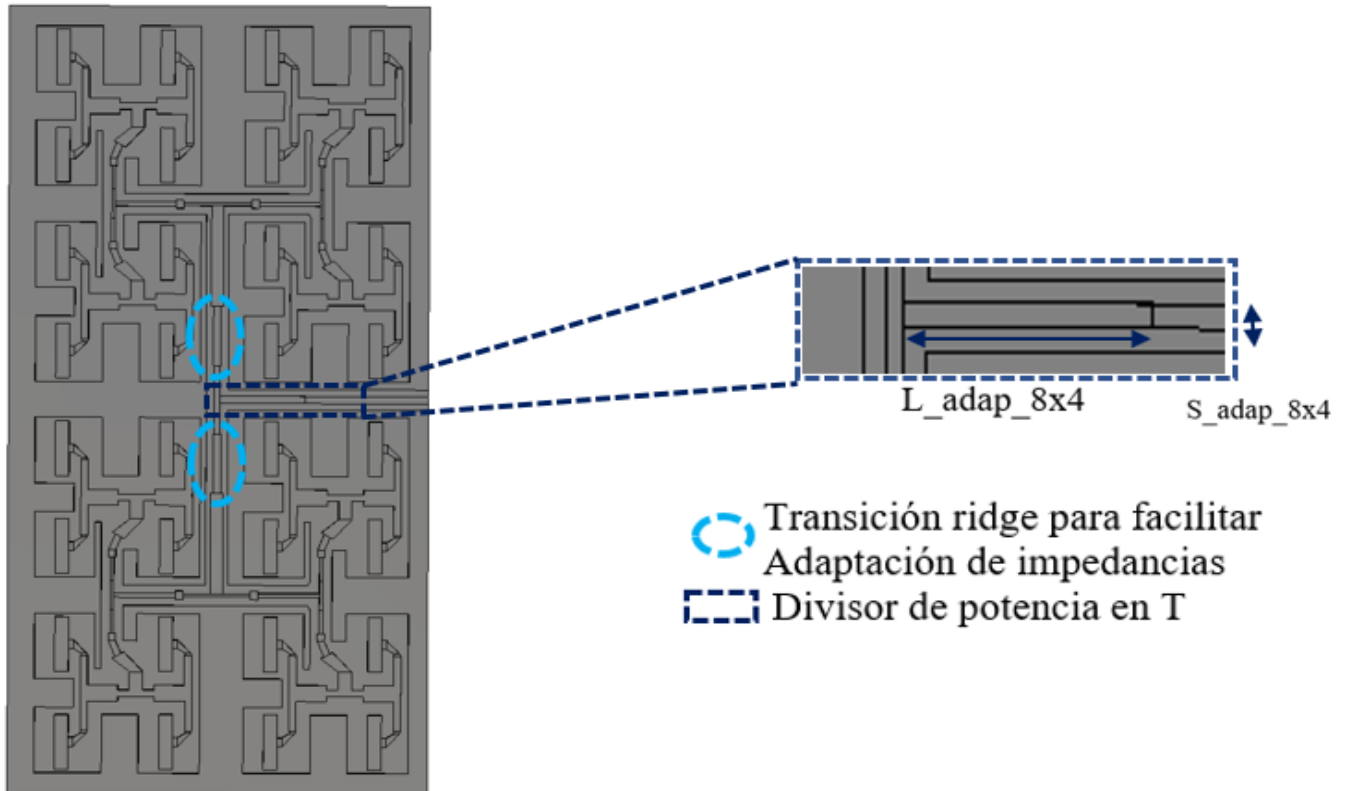


Figura 3-62: Red de alimentación del subarray RW sin pines 8x4

En la tabla 8 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T subarray 8x4 sin pines (mm)		
S_adap_8x4	L_adap_8x4	Gap_adap_8x4
0.5	5.5	0.1

Tabla 8: Dimensiones divisor T subarray 8x4 RW sin pines

Se muestra la red de alimentación junto con el subarray 8x4 de elementos radiantes en la figura 3-63.

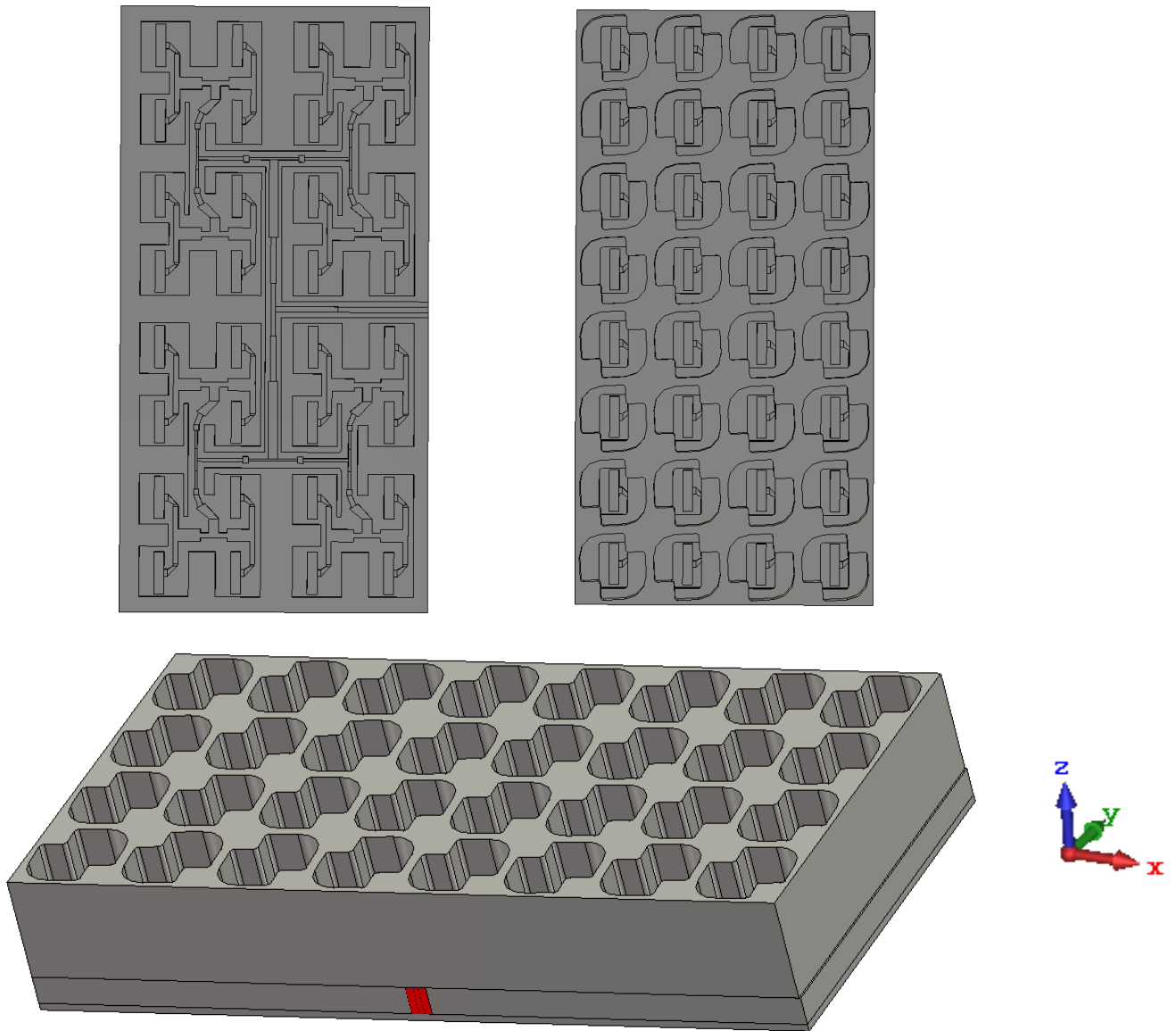


Figura 3-63: Subarray 8x4 RW sin pines: a) Red de alimentación. b) Superior con Bowtie. c) Lateral.

Los resultados de reflexión de la estructura se muestran en la figura 3-64 donde se consigue una buena respuesta a 38 GHz, pero se pierde bastante ancho de banda a -10 y a -15 dB. El ancho de banda a -10 dB es de 2.61 GHz, es decir, un ancho de banda porcentual de 6.82. Se pierde un 2.5% de ancho de banda porcentual, pero se consigue aumentar la ganancia de la antena.

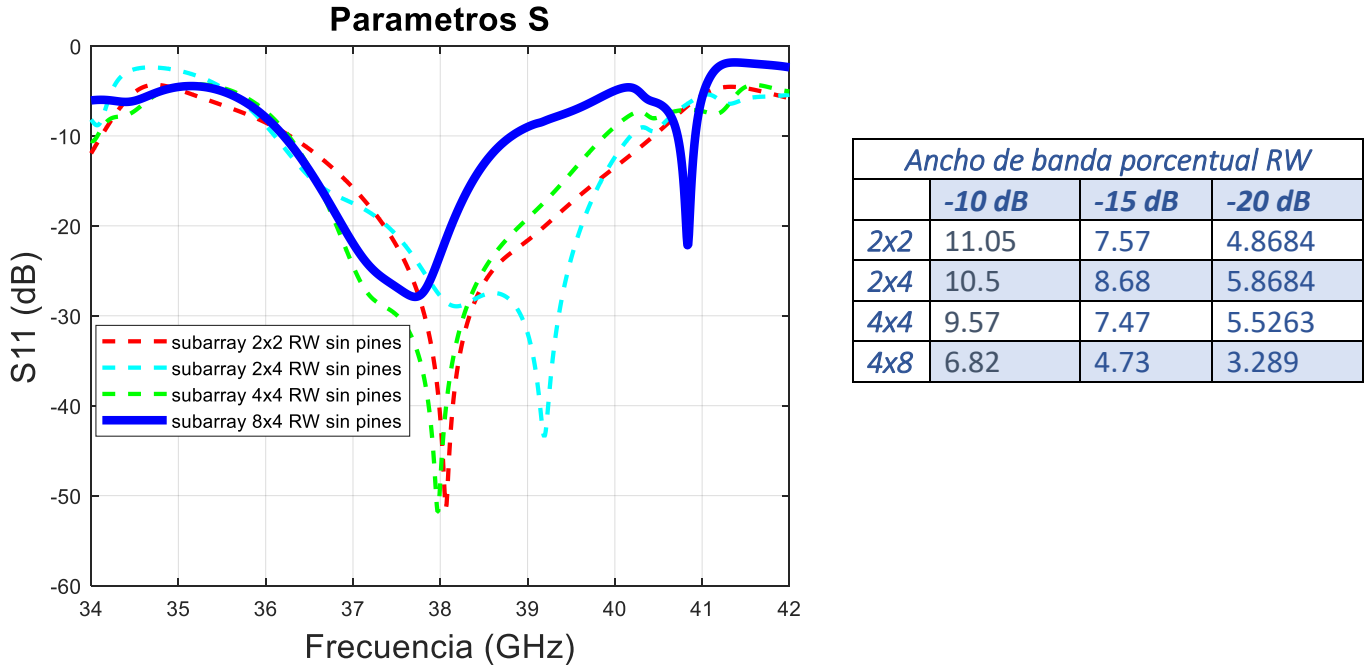


Figura 3-64: S11 subarray 8x4 RW sin pines.

En cuanto al diagrama de radiación de la agrupación de elementos radiantes 8x4 RW, se consigue aumentar la ganancia, consiguiendo ahora 24 dB a todas las frecuencias, aunque aumenta el nivel de SLL a 12.92 dB a 38 GHz, es decir, hay una diferencia de 11 dB.

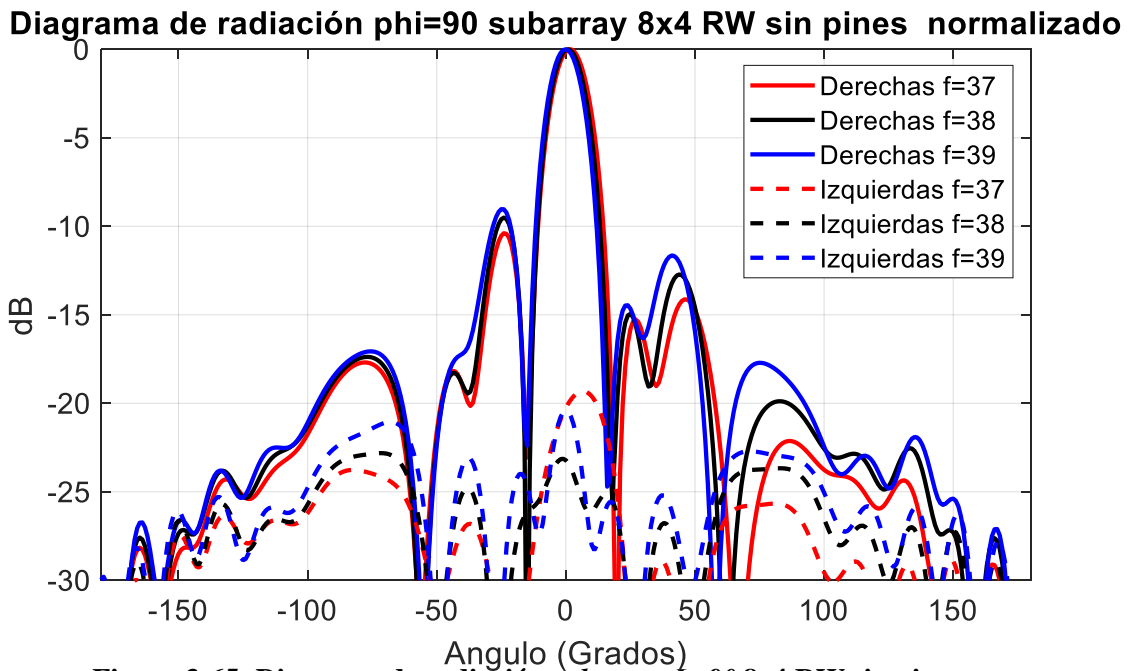


Figura 3-65: Diagrama de radiación subarray $\Phi=90$ 8x4 RW sin pines.

Diagrama de radiación $\phi=0$ subarray 8x4 RW sin pines normalizado

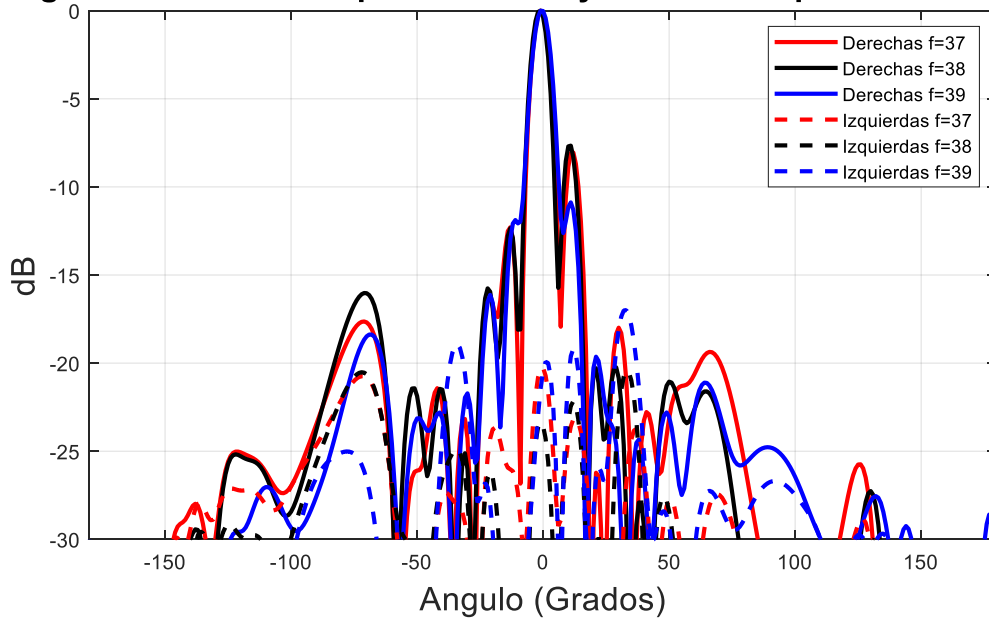


Figura 3-66: Diagrama de radiación *subarray* $\Phi = 0$ 8x4 RW sin pines.

La relación axial se muestra en la figura 3-67 donde empeora con respecto a la obtenida en el subarray 4x4 RW sin pines, obteniendo un valor a 38 GHz de 1.2 dB.

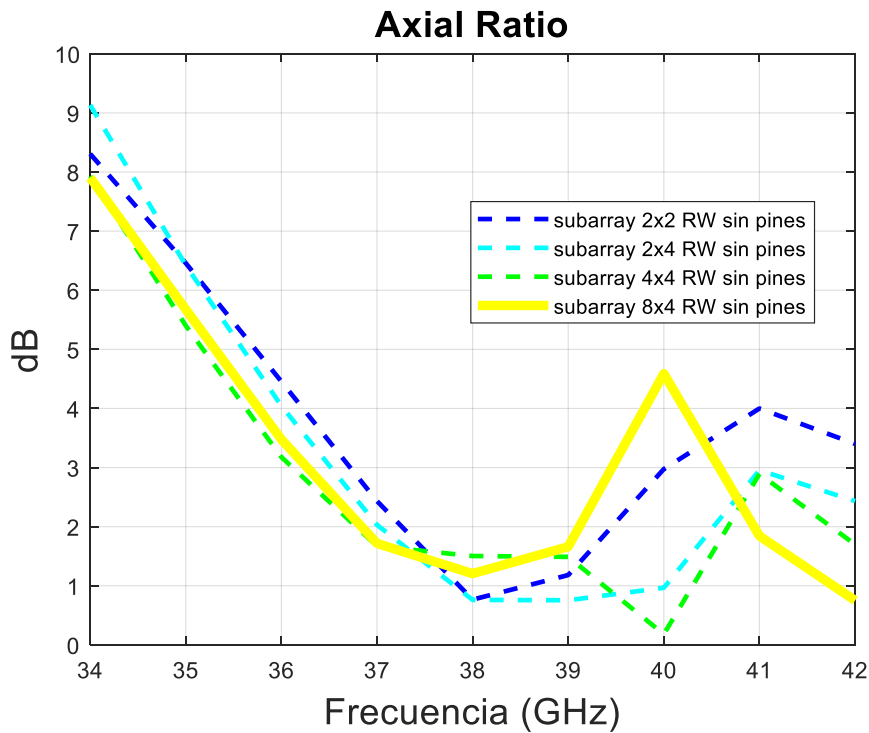


Figura 3-67: Axial Ratio *subarray* 8x4 RW.

3.4.5 Antena 8x8

Se siguen los mismos pasos utilizados en el apartado anterior para diseñar la antena 8x8 final con 64 elementos radiantes.

3.4.5.1 Ridge Waveguide sin pines

Se replica la red del apartado 3.4.4.1 de la figura 3-62 y se diseña un divisor de potencia en forma de T para realizar un reparto equitativo de potencia en ambas salidas. El diseño de la red de alimentación de la antena 8x8 RW sin pines se muestra en la figura 3-68.

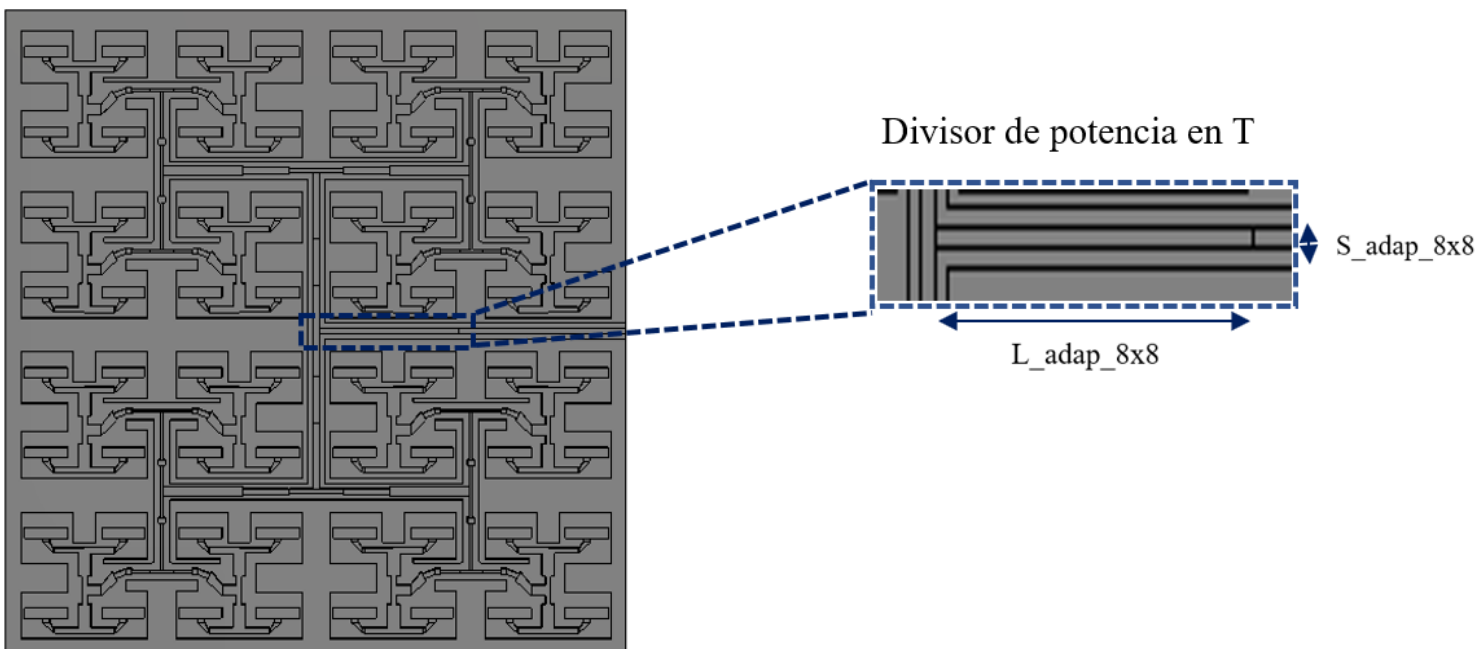


Figura 3-68: Red de alimentación antena 8x8 RW sin pines

En la tabla 9 se muestran las dimensiones del divisor de potencia.

Dimensiones de divisor de potencia en T antena 8x8 sin pines (mm)		
S_adap_8x8	L_adap_8x8	Gap_adap_8x8
0.4	12.33	0.1

Tabla 9: Dimensiones divisor T antena 8x8 RW sin pines

El diseño final se muestra en la figura 3-69 donde se puede observar la red de alimentación final que suministra potencia a los diferentes 64 elementos por separado de modo que se consigue alimentar al array de manera uniforme y a la antena completa con la estructura *Bowtie* de 64 elementos radiantes

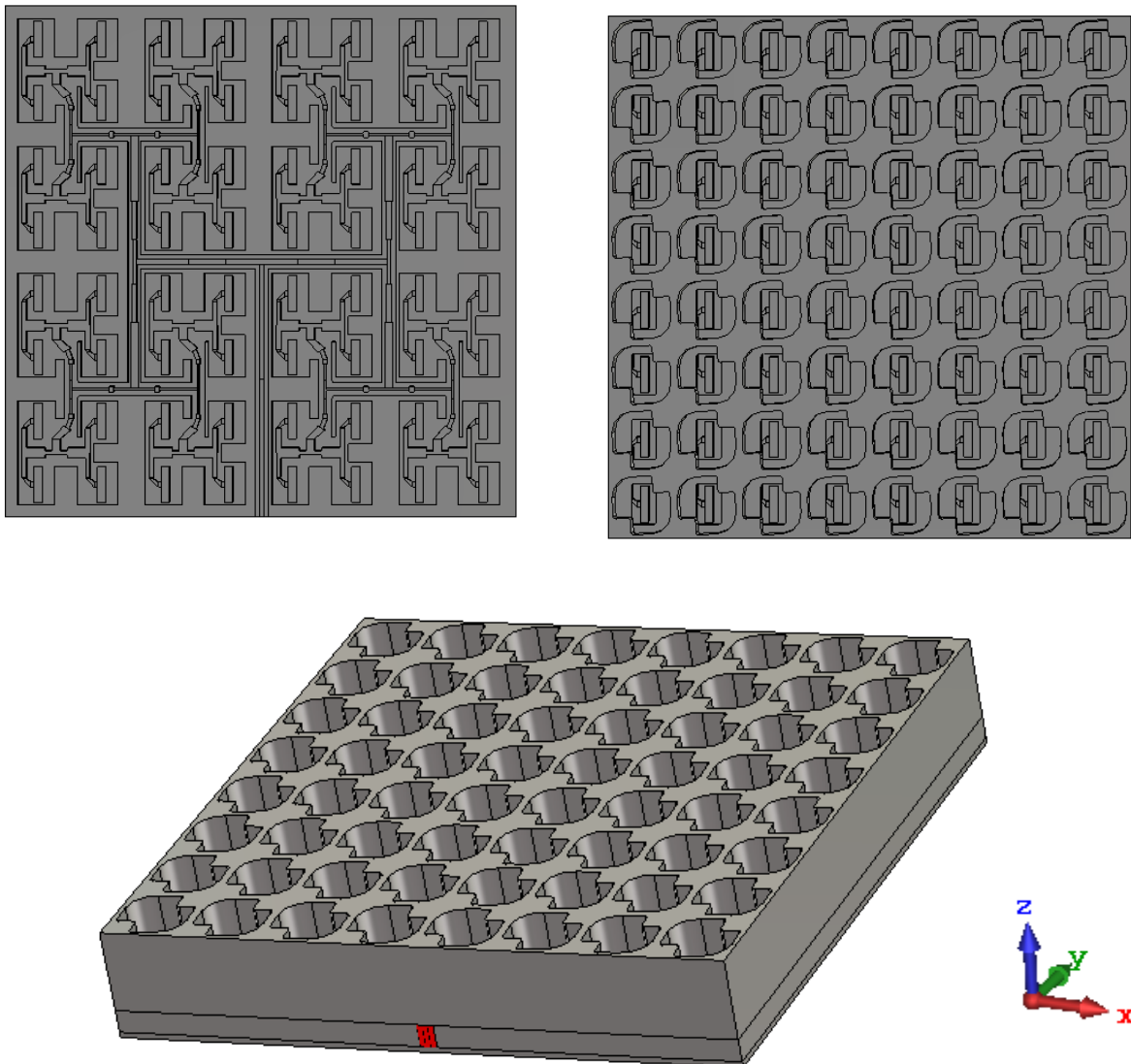


Figura 3-69: Antena 8x8 RW sin pines: a) Red de alimentación. b) Superior con *Bowtie*. c) Lateral.

Los resultados de reflexión de la antenna se consigue un mínimo a 38 GHz de -19.5 dB, pero se empeora bastante el ancho de banda consiguiendo ahora 2.5 GHz, es decir, un ancho de banda porcentual de 6.57.

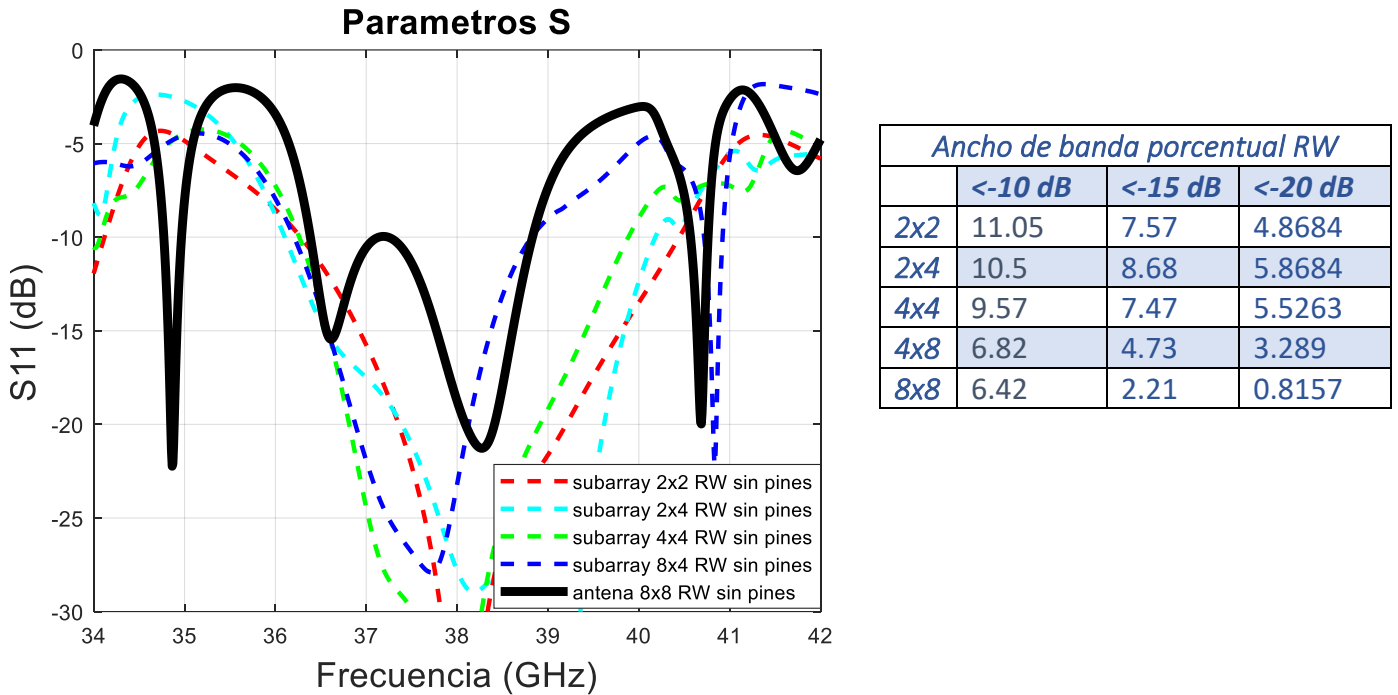


Figura 3-70: S11 antenna 8x8 RW sin pines.

En cuanto al diagrama de radiación de la antenna completa se consigue un máximo a 0 grados de 27.13 dB y un nivel de SLL de 14.63, es decir, una diferencia de 12.5 dB. Los resultados se muestran en las figuras 3-71 y 3-72.

Diagrama de radiación phi=90 subarray 8x8 RW sin pines normalizado

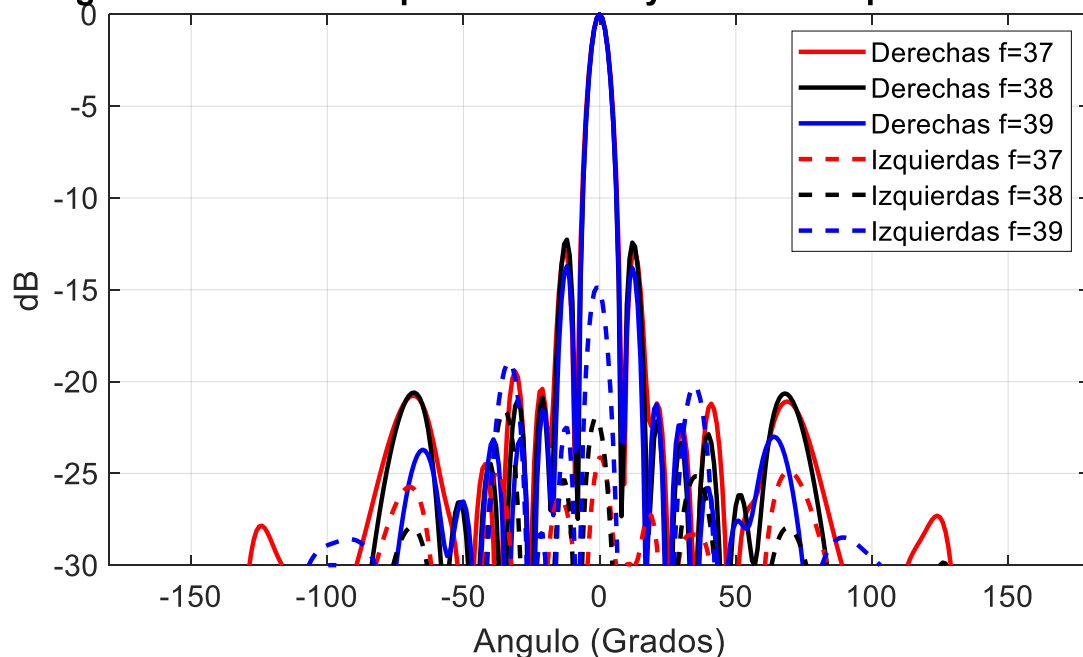


Figura 3-71: Diagrama de radiación antenna $\Phi=90$ 8x8 RW sin pines.

Diagrama de radiación phi=0 subarray 8x8 RW sin pines normalizado

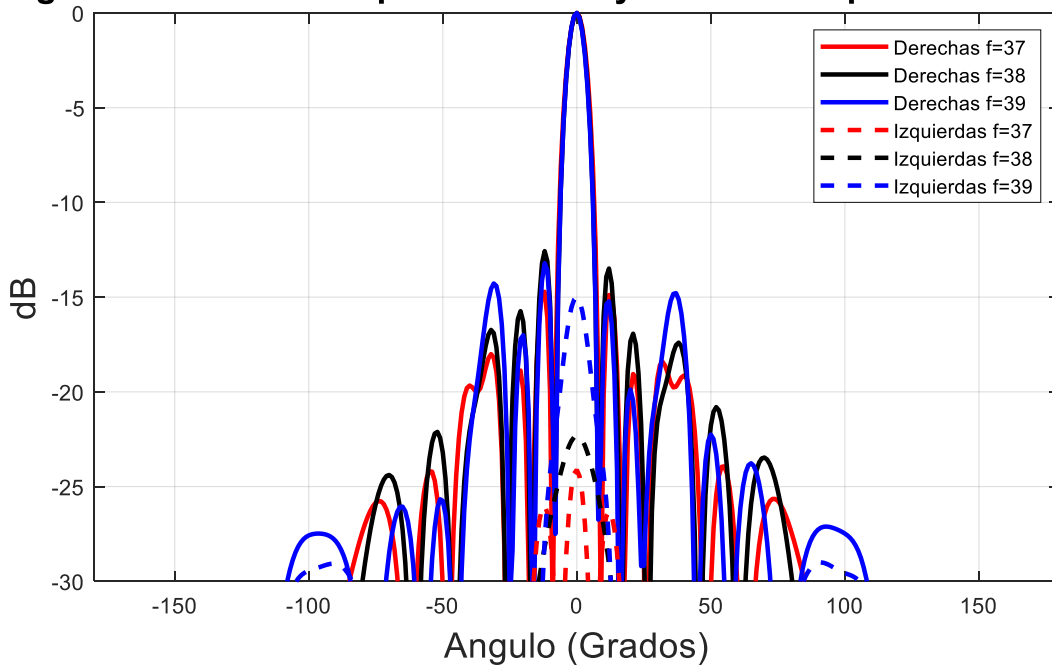


Figura 3-72: Diagrama de radiación antenna $\Phi = 0$ 8x8 RW sin pines.

La relación axial del diseño final se muestra en la figura 3-73 junto con las relaciones axiales de los diseños intermedios, se puede observar que la banda comprendida entre los 36.5 y los 42 GHz es inferior a 3 dB y el valor mínimo se encuentra a los 37 GHz con un valor de 1.048 dB.

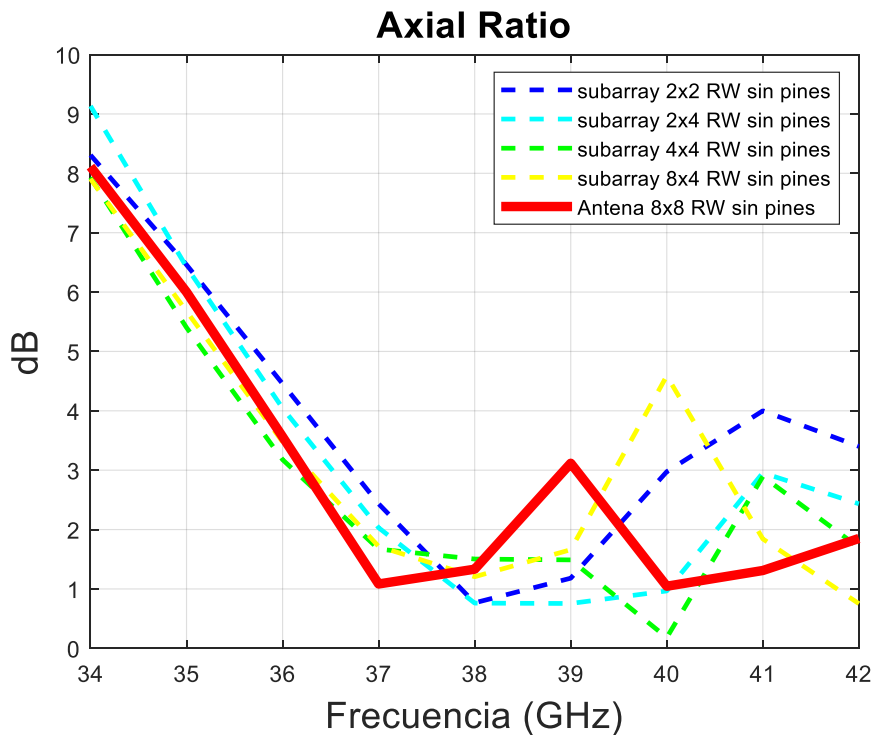


Figura 3-73: Axial Ratio antenna 8x8 RW sin pines.

En las tablas 10 y 11 se muestran los anchos de banda porcentuales obtenidos en los diferentes diseños de redes de alimentación para los *subarrays*, tanto para RW sin pines como para RGW.

Ancho de banda porcentual RW sin pines			
Agrupaciones\Ancho de banda	<-10 dB	<-15 dB	<-20 dB
Agrupación 2x2	11,05	7,5789	4,8684
Agrupación 2x4	10,5	8,68	5,8684
Agrupación 4x4	9,57	7,47	5,5263
Agrupación 4x8	6,82	4,73	3,289
Agrupación 8x8	6,42	2,21	0,8157

Tabla 10: Ancho de banda porcentual RW

Ancho de banda porcentual RGW			
Agrupaciones \Ancho de banda	<-10 dB	<-15 dB	<-20 dB
Agrupación 2x2	10,26	7,36	2,1578
Agrupación 2x4	10,1315	7,578	3,9473
Agrupación 4x4	8,2368	3,42	1,763

Tabla 11: Anchos de banda porcentual RGW

Los resultados de ganancia, ancho de banda a -3 dB y SLL, se muestran en las tablas 12, para el plano $\phi = 90$ y 13 para el plano $\phi = 0$.

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dBi)	Ancho a -3 dB (grados)	SLL (dB)
F=34	19.6	8.2	-9.7
F=36	24.3	8	-14.7
F=37	26.68	7.6	-12.9
F=38	27.28	7.3	-12.3
F=39	26.43	7.3	-13.7
F=40	22.9	6.8	-11.3
F=42	25.3	6.4	-12

Tabla 12: Resultados $\Phi=90$

Frecuencia (GHz)	Ganancia (dBi)	Ancho a -3 dB (grados)	SLL (dB)
F=34	19.6	8	-2.2
F=36	24.3	7.8	-13.6
F=37	26.68	7.7	-14.7
F=38	27.28	7.2	-12.5
F=39	26.41	7.2	-13.2
F=40	22.9	6.8	-7.9
F=42	25.3	6.6	-12.9

Tabla 13: Resultados $\Phi = 0$

4 Conclusiones y trabajo futuro

4.1 Conclusiones

El objetivo de este trabajo de fin de máster era diseñar dos redes de alimentación para una antena ya existente, una con tecnología RW y otra con tecnología RGW, construirlas y medirlas y realizar una comparativa entre los resultados obtenidos y las simulaciones realizadas, pero debido a problemas técnicos ocasionados por la situación de pandemia mundial, se han tenido que reducir los objetivos.

Se han tenido que reducir lo máximo posible las dimensiones de los elementos para poder adaptarse al elemento radiante que se iba a utilizar, la antena *Bowtie* diseñada por el grupo RFCAS, escalada a la frecuencia deseada.

En primer lugar, se diseñaron los pines y la guía de onda en tecnología *ridge* que se iba a utilizar durante todo el proceso de diseño de los divisores de potencia, estudiando la propagación de los modos y comprobando que en la banda de trabajo se propagasen los modos deseados.

Se comprobó si las pérdidas que se producían al tener un determinado número de filas de pines eran aceptables, ya que, en determinadas zonas de la red de alimentación con tecnología RGW no es posible añadir tres filas por limitaciones de espacio.

Para el primer diseño de la red de alimentación, se ha diseñado el divisor de potencia en H sin elementos radiantes y con puertos en las salidas, se han optimizado dichos divisores de potencia para que repartan la misma potencia a todas las salidas.

Una vez optimizado este diseño se han añadido las ranuras de acoplo longitudinales giradas a todas las salidas, para garantizar que la corriente llega en el mismo sentido y con la misma orientación a todos los elementos radiantes y se ha comprobado la correcta propagación y radiación de la estructura, tanto para el diseño con tecnología RW sin pines como para el RGW.

Los resultados de reflexión obtenidos tienen un buen ancho de banda de en torno al 11% a -10 dB con un mínimo a 38 GHz.

Posteriormente se ha ido aumentando el número de elementos radiantes introducidos, replicando los diseños y añadiendo nuevos divisores de potencia en T para garantizar el reparto de potencia equitativo.

Los valores de directividad y nivel de SLL observados en los diseños de ambas tecnologías son similares: la principal diferencia es la reflexión, que en la tecnología RGW es notablemente superior debido a la presencia de los pines, que limitan la banda de operación. En cuanto los resultados de la antena 8x8 final con tecnología RW sin pines, se obtiene una ganancia de 27.13 dB con una relación axial inferior a 3 dB en toda la banda de trabajo, con una diferencia con respecto a los lóbulos secundarios de 12.5 dB.

Con los resultados se puede concluir que para el *gap* utilizado en la tecnología *ridge waveguide*, los resultados en cuanto a reflexión son mejorables, sin embargo, las pérdidas de potencia no influyen en gran medida en la ganancia de la antena, consiguiendo una antena de altas prestaciones.

4.2 Trabajo futuro

Debido al tiempo limitado en la realización este trabajo, algunos aspectos no han podido ser cubiertos en su totalidad con la precisión requerida, por lo que se plantean una serie de líneas de mejora y futura investigación:

- Terminar el diseño de las antenas 8x4 y 8x8 con la tecnología RGW, así como la simulación de ambas.
- Utilizar una tecnología ridge diferente, como la double ridge y utilizar otras distribuciones de pines, como piramidales y/o cilíndricos.
- Adaptar los diseños para que se puedan fabricar y medirse en la cámara anecoica, añadiendo los agujeros necesarios para los tornillos que sujetarán la antena a la cámara anecoica.
- Emplear diferentes métodos de fabricación para ambas tecnologías, como la impresión 3D con pintura metalizada o la impresión 3D con fabricación aditiva.
- Realizar los diseños con una distribución de pines diferente, variando su forma geométrica y el gap entre el pin y la capa superior.
- Realizar una comparativa de los resultados medidos y los simulados y observar la viabilidad de los diseños.

Referencias

- [1] <http://datosmoviles5g.blogspot.com/2018/01/la-tecnologia-5g-esta-caracterizada-por.html>
- [2] https://es.wikipedia.org/wiki/Modo_transversal_electromagn%C3%A9tico
- [3] I. Villar Gomara: "Investigación y aplicación de la tecnología gap waveguide a redes de alimentación para antenas en banda Ku.", Trabajo de Fin de Máster, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, Junio 2018.
- [4] <https://www.everythingrf.com/community/what-are-ridged-waveguide>
- [5] Shamseldin, Shokry Ibrahim (2016) Analysis and design of microwave devices based on ridge gap waveguide technology. PhD thesis, Concordia University.
- [6] S. B. Cohn, "Properties of Ridge Wave Guide," in Proceedings of the IRE, vol. 35, no. 8, pp. 783-788, Aug. 1947, doi: 10.1109/JRPROC.1947.226277.
- [7] J. Helszajn, "Ridge Waveguides and Passive Microwave Components, The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2000
- [8] https://es.wikipedia.org/wiki/Bandas_de_frecuencia
- [9] <https://academica-e.unavarra.es/bitstream/handle/2454/24718/AlejandroOrbaiceta.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [10] <https://de.wikipedia.org/wiki/Kugelkoordinaten>
- [11] A.J.Martin Trueba, "Red de alimentación en tecnología Gap Waveguide para antena de alta ganancia de un sistema radar embarcado de detección de basura espacial a 94 GHz", Trabajo de Fin de Máster, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [12] J. L Masa-Campos, "Tema 4. Agrupaciones antenas (Arrays)", Asignatura; Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, pp. 51-57, 2017.
- [13] http://www.upv.es/antenas/Tema_1/polarizacion.htm#:~:text=Si%20el%20sentido%20de%20giro,las%20ondas%20con%20polarizaci%C3%B3n%20el%C3%ADptica.
- [14] <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbasees/phyopt/polclas.html>.
- [15] <https://www.cretechiotnyc.com/layered-architecture-what-is-additive-manufacturing/>
- [16] E. Rajo-Iglesias and P. -. Kildal, "Numerical studies of bandwidth of parallel-plate cut-off realised by a bed of nails, corrugations and mushroom-type electromagnetic bandgap for use in gap waveguides," in IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no. 3, pp. 282-289, 21 Feb. 2011, doi: 10.1049/iet-map.2010.0073.
- [17] P.-S. Kildal, A.U. Zaman , E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and A. Valero-Nogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguide in bed of nails for parallel-plate mode suppression", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 5, no.3, pp.262-270, 2011.
- [18] A. Álvarez-Perez: "Redes de alimentación en tecnología Ridge Gap Waveguide para antenas planas de bajas pérdidas", Trabajo de Fin de Grado, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid,Jun 2020
- [19] Ashraf Uz Zaman, P.-S. Kildal, "Ku Band Linear Slot-Array in Ridge Gapwaveguide Technology", 7th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP, 2013.
- [20] P. Liu, A. U. Zaman and P. Kildal, "Design of a double layer cavity backed slot array antenna in gap waveguide technology," 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, 2016, pp. 682-683.

- [21] E. Garcia-Marin, J. L. Masa-Campos and P. Sanchez-Olivares, "Diffusion Bonding Manufacturing of High Gain W-Band Antennas for 5G Applications," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 7, pp. 21-27, July 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700986.
- [22] 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.

Glosario

RGW	Ridge Gap Waveguide
RW	Ridge Waveguide
SLL	Side Lobe Level
GHz	Gigahertz
dB	Decibels
CST	Computer Simulation Technology
PEC	Perfect Electric Conductor
RFCAS	Radiofrequency, Circuits, Antennas and Systems
RF	Radiofrequency
ITU	International Telecommunication Union
PMC	Perfect Magnetic Conductor

Anexos

A Programas Utilizados

A.1 CST Studio Suite

CST es el programa utilizado para todos los diseños de este TFM. Se trata de una herramienta de diseño de estructuras tridimensionales, así como su simulación electromagnética con el fin de estudiar su comportamiento a las frecuencias deseadas y comprobar la correcta propagación de la señal.

El rango de elementos que se pueden diseñar y simular es increíblemente extenso, tales como filtros, antenas, acopladores...

Adicionalmente hay multitud de simulaciones que se pueden realizar, ya sea en tiempo, frecuencia, estudio de los modos que se propagan...

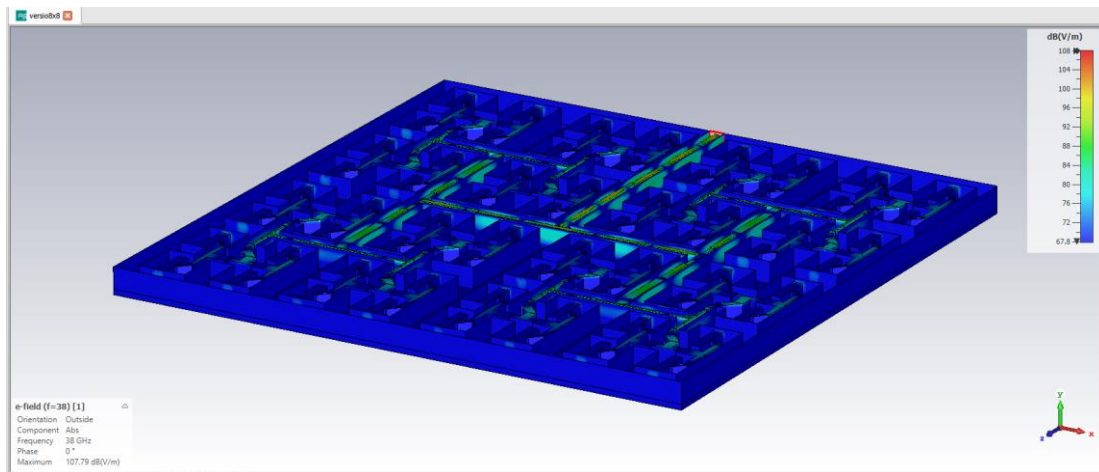


Figura 0-2: Ejemplo resultado de campo eléctrico.

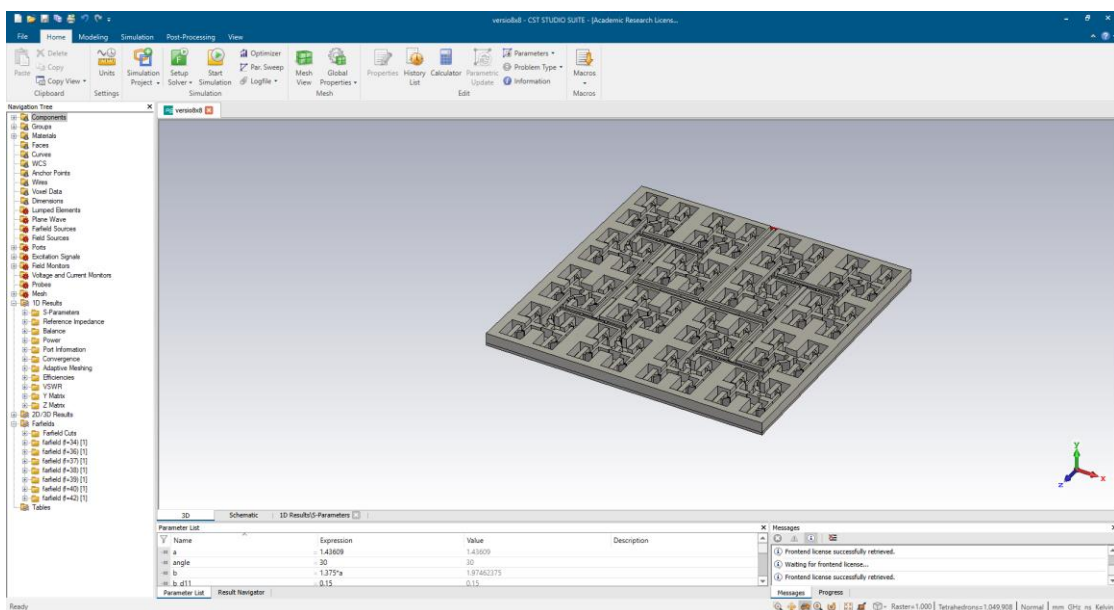


Figura 0-1: Interfaz CST Studio Suite.

A.2 Eigenmode Solver CST

Otro de los servicios que permite utilizar el programa CST es el Eigen-mode Solver, el cual permite simular estructuras periódicas cerradas. Los resultados arrojados por el programa son las frecuencias de la estructura y la distribución de campo eléctrico y magnético de los diferentes modos propagados.

Una de las facilidades que permite este simulador es añadir periodicidad a estructuras, con unas condiciones determinadas, de modo que no es necesario replicar objetos sino establecer las condiciones de contorno de la estructura como periódica.

Un ejemplo de simulación obtenida con se muestra a continuación:

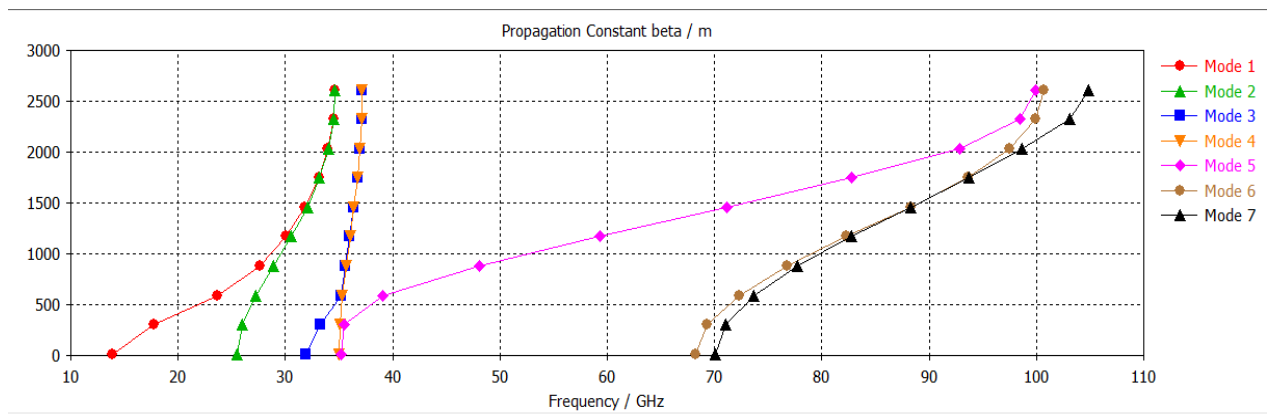


Figura 0-3: Diagrama de dispersión CST

A.3 Matlab

Matlab es una herramienta de software matemático que ofrece un entorno de desarrollo integrado, con un lenguaje de programación propio (M). Entre sus usos también destaca la posibilidad de graficar resultados con mayor resolución. Ofrece soporte tanto para operaciones básicas como complejas, del tipo integrales o sumatorios.

En este TFM se ha utilizado para el cálculo teórico de las dimensiones de las guías ridge y para la representación de la mayoría de los resultados.

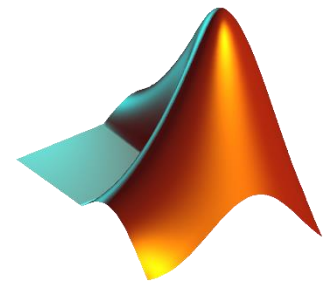


Figura 0-4: Logo Matlab