

UNIVERSIDAD MIGUEL HERNÁNDEZ DE ELCHE
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR DE ELCHE
GRADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN



"ANÁLISIS DEL EFECTO MULTIPACTOR EN
TECNOLOGÍAS GROOVE GAP WAVEGUIDE Y
RIDGE GAP WAVEGUIDE"

TRABAJO FIN DE GRADO

Julio -2023

AUTOR: Manuel Sancho Olivares

DIRECTOR/ES: Ángela Coves Soler

Agradecimientos

En primer lugar, quisiera agradecer a mi tutora Ángela Coves, por adaptarse perfectamente a mi situación, estando ahí en cualquier momento que he necesitado, e incluso resolviéndome dudas por correo algún fin de semana a las 11 de la noche, brindarme la oportunidad de realizar unas prácticas en su departamento y todo con un trato inmejorable, espero que esto solo sea el principio.

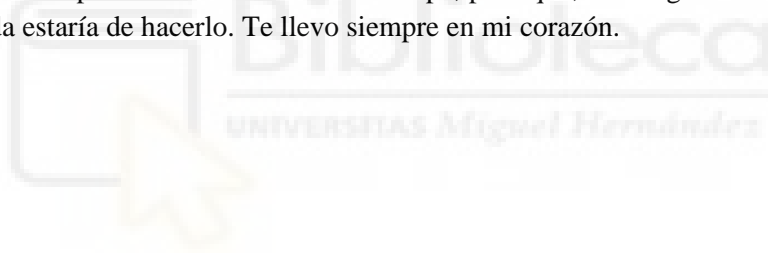
También quisiera agradecer profundamente a Eva Rajo y Nelson Castro de la Universidad Carlos III de Madrid y a Vicente Boria y Joaquín Vague de la Universidad Politécnica de Valencia, por todas esas horas haciendo reuniones online compartiendo su conocimiento y ayudándome en todo lo que he necesitado para llevar a cabo este trabajo.

Gracias también a mis amigos, por estar en todo momento apoyándome, y en especial a Adri, Espi y Pelayo, porque no todo es estudiar, y desde luego, sois lo más valioso que me llevo de esta experiencia.

A Julia, por ser un pilar fundamental en mi vida, impulsándome siempre a ser mejor persona. Sobran las palabras para agradecerte todo lo que has hecho por mí.

Por último, y más importante, a mi familia, por el apoyo incondicional y el amor que siempre me habéis brindado. Os lo debo todo.

A todos vosotros, os dedico este trabajo. Pero especialmente quiero dedicárselo a mi abuela Candela, quien no ha podido ver el final de esta etapa, pero que, sin ninguna duda, ella es quien más emocionada estaría de hacerlo. Te llevo siempre en mi corazón.



Resumen

Debido al rápido avance de las tecnologías de la información y comunicaciones, dichas tecnologías requieren de mayores anchos de banda para poder afrontar tal demanda, esto se traduce en emplear frecuencias más altas, lo cual implica el uso de dispositivos con dimensiones mucho menores, en los cuales, en el fundamental proceso de sellado o contacto físico entre las capas conductoras, es donde encontramos muchos problemas debidos a la miniaturización de los componentes, dado que ya no podemos realizar uniones con tornillos, etc., y es por esto por lo que surgen nuevas tecnologías de implementación de circuitos de microondas como lo son por ejemplo, las tecnologías de guiado de ondas electromagnéticas: Groove Gap Waveguide (GGW) y Ridge Gap Waveguide (RGW), estas nuevas tecnologías nos permiten un guiado sin necesidad de un riguroso proceso de sellado, fruto de la periodicidad espacial de algunos elementos que funcionan como pared magnética y proporcionan una ventaja muy grande en el proceso de fabricación.

El objetivo de este trabajo consiste en analizar el fenómeno del multipactor en estas tecnologías, el cual es un proceso de descarga electrónica que puede ocurrir en dispositivos de alta potencia y en condiciones de ultra-alto vacío (componentes de RF embarcados en satélites y estructuras aceleradoras de partículas), causando daños y degradación en los componentes electrónicos. Por lo tanto, entender este fenómeno es crucial para el diseño y desarrollo de sistemas de comunicación de alta frecuencia.

En primer lugar, se presentará una descripción detallada de las tecnologías GGW y RGW, resaltando sus características estructurales y funcionales. Se llevará a cabo un análisis detallado de las potencias umbrales de multipactor para diversas configuraciones de las guías bajo estudio, y se extraerán conclusiones y su viabilidad de cara a su aplicación industrial.

Palabras clave

Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide, Multipactor, Potencia umbral de Multipactor.

Abstract

Due to the rapid advancement of information and communication technologies, these technologies require higher bandwidth to meet such demand. This translates into the use of higher frequencies, which implies the utilization of devices with much smaller dimensions. In these devices, the crucial sealing or physical contact process between the conductor layers poses many problems due to component miniaturization, making traditional methods such as screw connections impractical. Hence, new microwave circuit implementation technologies have emerged, such as the electromagnetic waveguide technologies: Groove Gap Waveguide (GGW) and Ridge Gap Waveguide (RGW). These new technologies allow for guidance without the need for a rigorous sealing process, thanks to the spatial periodicity of certain elements that function as electrical walls, providing a significant advantage in the manufacturing process.

The objective of this work is to analyze the phenomenon of multipactor in these technologies. Multipactor is an electron discharge process that can occur in high-power devices under ultra-high vacuum conditions (RF components embedded in satellites and particle accelerator structures), causing damage and degradation to electronic components. Therefore, understanding this phenomenon is crucial for the design and development of high-frequency communication systems.

Firstly, a detailed description of GGW and RGW technologies will be presented, highlighting their structural and functional characteristics. A thorough analysis of multipactor threshold powers will be conducted for various configurations of the studied waveguides, and conclusions will be drawn regarding their feasibility and potential industrial applications.

Keywords

Gap Waveguide, Groove Gap Waveguide, Ridge Gap Waveguide, Multipactor, Multipactor Power Threshold.

Índice de Contenidos

1. INTRODUCCIÓN	18
1.1. MOTIVACIÓN	18
1.2. OBJETIVOS	19
1.3. ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	19
2. MARCO TEÓRICO	20
2.1. ECUACIONES DE MAXWELL	20
2.2. SISTEMAS GUIADOS CON SIMETRÍA TRASLACIONAL	21
2.2.1. <i>Componentes transversales y longitudinales</i>	22
2.2.2. <i>Guía rectangular</i>	23
2.3. PARÁMETROS S.....	26
2.4. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DE LAS GAP WAVEGUIDES	27
2.4.1. <i>Superficies soft y hard</i>	28
2.4.2. <i>Gap Waveguides</i>	29
2.4.2.1. Groove Gap Waveguide	30
2.4.2.2. Ridge Gap Waveguide	30
2.5. EFECTO MULTIPACTOR.....	31
2.5.1. <i>Secondary Emission Yield (SEY)</i>	33
3. MULTIPACTOR EN GROOVE GAP WAVEGUIDE	35
3.1. INTRODUCCIÓN	35
3.2. CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA	35
3.3. CONVERGENCIA DE LA SIMULACIÓN DE MULTIPACTOR.....	36
3.4. ANÁLISIS DEL GAP MÁXIMO PERMISIBLE	40
3.5. CAMPO ELÉCTRICO Y COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIA.....	43
3.6. ANOTACIONES	52
3.7. CONCLUSIÓN	52
4. MULTIPACTOR EN RIDGE GAP WAVEGUIDE	53
4.1. INTRODUCCIÓN	53
4.2. CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA	53
4.3. CONVERGENCIA DE LA SIMULACIÓN DE MULTIPACTOR.....	55
4.4. ANÁLISIS DE LA CELDA UNIDAD.....	56
4.5. CÁLCULO DE LA POTENCIA UMBRAL DE MULTIPACTOR	59
4.7. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN FINAL.....	68
4.7.1. <i>Diseño del transformador de impedancias</i>	69
4.7.2. <i>Diseño de los componentes mecánicos</i>	75
4.7.2.1. Flanges	75
4.7.2.2. Venting Holes.....	78
4.7.2.3. Tornillos pasantes.....	80
5. CONCLUSIÓN	83
REFERENCIAS	84
GLOSARIO	85

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1.1. Componentes de microondas embarcados en un satélite de telecomunicaciones. El satélite Ka-Sat de Eutelsat lleva casi 1100 filtros de guía de ondas de radiofrecuencia, la mayoría de los cuales están personalizados para manejar frecuencias específicas.....	18
FIGURA 2.2.2.1. Fotografía de componentes de guía de ondas rectangulares de banda Ka (WR-28). En sentido horario desde arriba: un atenuador variable, una unión en T E-H (mágica), un acoplador direccional, un adaptador a guía de ondas tipo ridge, una curva barrida en plano E, un cortocircuito ajustable y una carga deslizable de adaptación. Imagen de [6].....	24
FIGURA 2.2.2.2. Geometría de una guía de ondas rectangular. Imagen de [6].....	25
FIGURA 2.3.1. Esquema general de los parámetros S de una red de dos puertos. Imagen de [9].	27
FIGURA 2.4.1. (a) Geometría completa de un array lineal. Se muestra la placa superior levantada y parcialmente removida para mayor claridad. (b) Prototipo fabricado de una antena de array lineal de 4 elementos. Imágenes de [7].....	27
FIGURA 2.4.2. Filtro de microondas en banda Ka en tecnología Groove Gap Waveguide. Imágenes de [8].	28
FIGURA 2.4.1.1. Representaciones de franjas PEC/PMC de superficies soft y hard ideales. Las flechas en forma de onda rojas y verdes representan la dirección de propagación de las ondas que hacen que la superficie de la franja PEC/PMC sea soft y hard, respectivamente. Imágenes de [10].	28
FIGURA 2.4.2.1. Sección transversal de una GW ideal. Imagen de [11].....	29
FIGURA 2.4.2.1.1. Regiones de propagación en GGW. Imagen de [12]	30
FIGURA 2.4.2.1.2. Líneas de campo y modo de propagación en GGW. Imagen de [13]	30
FIGURA 2.4.2.2.1. Regiones de propagación en GGW. Imagen de [12]	31
FIGURA 2.4.2.2.2. Líneas de campo y modo de propagación en GGW. Imagen de [13]	31
FIGURA 2.5.1. Daños producidos por el efecto multipactor en diferentes dispositivos de microondas. Imágenes de [5].....	32
FIGURA 2.5.2. Electrones libres acelerados por los campos electromagnéticos que se propaga por la guía de ondas.....	32
FIGURA 2.5.3. Electrones secundarios extraídos del metal debido a la colisión de un primer electrón.....	32
FIGURA 2.5.4. Electrones secundarios en resonancia con los campos extraen una segunda tanda de electrones.....	33
FIGURA 2.5.5. Avalancha de electrones que producen la descarga de multipactor.....	33
FIGURA 2.5.1.1. Características de la curva típica del coeficiente de emisión secundaria.....	34
FIGURA 3.2.1. Representación geométrica de la GGW con dimensiones $WG = 22.86$ mm, $HG = H_p = 10.16$ mm, $W_p = L_p = 4$ mm, y $S_p = 8$ mm del artículo [1].....	35

FIGURA 3.2.2. Diferentes pines para estudiar. (a) Pin con gap a media altura. (b) Pin con gap en la zona superior al pin.....	36
FIGURA 3.2.3. Representación geométrica de la guía empleada en este estudio (GGW con gap entre pines a mitad de altura). (Para este estudio se mantienen las dimensiones de W_P , S_P , L_P , W_G y H_G de [1]).....	36
FIGURA 3.3.1. Configuración de los materiales en SPARK3D.....	37
FIGURA 3.3.2. Convergencia del valor de potencia umbral en función de la población inicial de electrones (valor obtenido para cada población menos el valor válido).....	40
FIGURA 3.4.1. Zona de descarga de MP en GGW con gap centrado de 40 micras.....	41
FIGURA 3.4.2. Simulación de MP en GGW de 45 micras con población inicial de 9600 electrones a 12 GHz.....	41
FIGURA 3.4.3. Zona de descarga de MP en GGW con gap centrado de 45 micras.....	42
FIGURA 3.4.4. Potencia umbral para distintos valores de gap.....	42
FIGURA 3.5.1. Parámetros S de la GGW con gap centrado de 40 micras.....	43
FIGURA 3.5.2. Parámetros S de la GGW con gap arriba de 20 micras.....	43
FIGURA 3.5.3. Potencia umbral para las frecuencias de 10 a 12 GHz de la GGW con pin de 40 micras de gap central.....	44
FIGURA 3.5.4. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 12 GHz.....	45
FIGURA 3.5.5. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 12 GHz.....	46
FIGURA 3.5.6. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 11 GHz.....	46
FIGURA 3.5.7. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 11 GHz.....	47
FIGURA 3.5.8. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 10 GHz.....	47
FIGURA 3.5.9. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 10 GHz.....	48
FIGURA 3.5.10. Valores de campo máximo para las diferentes GGW.....	49
FIGURA 3.5.11. Potencia umbral de multipactor para las GGW con gap centrado de 40 micras y con gap arriba de 20 micras.....	49
FIGURA 3.5.12. Máximo total de campo eléctrico en la GGW con gap arriba.....	50
FIGURA 3.5.13. Máximos de campo eléctrico en la zona central de la GGW con gap arriba.....	50
FIGURA 3.5.14. Máximo total de campo eléctrico en la GGW con gap centrado.....	51
FIGURA 3.5.15. Máximos de campo eléctrico en la zona central de la GGW con gap centrado.....	51
FIGURA 4.2.1. Representación geométrica de los parámetros de diseño de una guía RGW genérica.....	54
FIGURA 4.2.2. RGW bajo estudio en CST.....	54

FIGURA 4.4.1. Variables a tener en cuenta en la celda unidad de un pin.....	56
FIGURA 4.4.2. Stopband de la celda unidad de un pin con $h_{pin} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 2$ mm y $per = 3.25$ mm.....	57
FIGURA 4.4.3. Stopband de la celda unidad de un pin con $h_{pin} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm y $per = 3.25$ mm.....	57
FIGURA 4.4.4. Celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.	57
FIGURA 4.4.5. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.....	58
FIGURA 4.4.6. Campo eléctrico en la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.....	58
FIGURA 4.4.7. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.....	58
FIGURA 4.4.8. Máximo de campo eléctrico a 17.45 GHz en la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.....	59
FIGURA 4.5.1. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.....	59
FIGURA 4.5.2. Parámetros S de la RGW.....	60
FIGURA 4.5.3. Intensidad de campo eléctrico en la RGW.....	60
FIGURA 4.5.4. Valores de la potencia umbral de multipactor para distintas alturas y anchuras del ridge central. (a) Potencia umbral según aumenta la altura del ridge para distintas anchuras. (b) Potencia umbral según aumenta la anchura del ridge para distintas alturas.....	61
FIGURA 4.5.5. Potencia umbral de multipactor para distintas alturas y anchuras del ridge central.....	62
FIGURA 4.5.6. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 3$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}	62
FIGURA 4.5.7. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 3.5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}	63
FIGURA 4.5.8. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 4$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}	63
FIGURA 4.5.9. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 4.5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}	63
FIGURA 4.5.10. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}	63
FIGURA 4.5.11. Representación geométrica de la guía empleada en este estudio añadiendo el parámetro p.	64
FIGURA 4.5.12. Celda unidad de la RGW.....	64
FIGURA 4.5.13. Parámetros S de la RGW con diferentes valores para el parámetro p...	65
FIGURA 4.5.14. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 1.1625$ [mm].....	65

FIGURA 4.5.15. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 2$ [mm]	65
FIGURA 4.5.16. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 3$ [mm]	65
FIGURA 4.5.17. Potencia umbral de Multipactor para distintas separaciones entre el ridge y los pines.....	66
FIGURA 4.5.18. Simulación de la descarga de MP para $p = 1.1625$ [mm].....	66
FIGURA 4.5.19. Simulación de la descarga de MP para $p = 2$ [mm].....	67
FIGURA 4.5.20. Simulación de la descarga de MP para $p = 3$ [mm].....	67
FIGURA 4.7.1.1. Configuración inicial del adaptador de 6 escalones antes de la optimización.....	69
FIGURA 4.7.1.2. Modelo paramétrico del adaptador de 6 escalones.....	70
FIGURA 4.7.1.3. RGW con el adaptador de 6 escalones y un tramo de guía WR-51 en tecnología Gap Waveguide tras la primera optimización.....	71
FIGURA 4.7.1.4. Visualización de los puertos de alimentación de dimensiones de WR-51 en la RGW.....	71
FIGURA 4.7.1.5. Parámetros S de la configuración tras la primera optimización.....	71
FIGURA 4.7.1.6. Descarga de multipactor en la estructura RGW con adaptador tras la primera optimización.....	72
FIGURA 4.7.1.7. RGW con el adaptador de 6 escalones y un tramo de guía WR-51 en tecnología Gap Waveguide tras la segunda optimización.....	73
FIGURA 4.7.1.8. Parámetros S de la configuración tras la segunda optimización.....	73
FIGURA 4.7.1.9. Descarga de multipactor en la estructura RGW con adaptador tras la primera optimización.....	73
FIGURA 4.7.1.10. Configuración de los parámetros del solucionador de CST para una mayor precisión.....	74
FIGURA 4.7.1.11. Parámetros S de la configuración tras la segunda optimización con una mayor precisión del simulador.....	74
FIGURA 4.7.2.1.1. Ejemplo de flange de guía de ondas (brida UBR320 en la guía R320 (WG22, WR28). Fuente: https://hmn.wiki/es/Waveguide_flange	75
FIGURA 4.7.2.1.2. Un waveguide twist en el que se puede apreciar fácilmente el uso de bridas o flanges para acoplar las diferentes etapas (a) utilizado en la alimentación de la antena de un radar militar (b). Fuente: Wikipedia, en.wikipedia.org/wiki/Waveguide#/media/File:Radar_waveguide.jpg , CC BY-SA 4.0.	76
FIGURA 4.7.2.1.3. Dimensiones estándar del flange empleado en la terminación de la WR-51 empleada en la alimentación.....	76
FIGURA 4.7.2.1.4. Tapa inferior del dispositivo final.....	77
FIGURA 4.7.2.1.5. Tapa superior del dispositivo final.....	77
FIGURA 4.7.2.1.6. Prototipo final.....	78
FIGURA 4.7.2.2.1. Modelo básico del venting hole [4].....	78
FIGURA 4.7.2.2.2. Vista lateral de la tapa superior del dispositivo diseñado.....	79

FIGURA 4.7.2.2.3. Visualización de la ubicación de los venting holes y del rebaje realizado sobre el plato superior del dispositivo (contorno transparente-rojo).....	79
FIGURA 4.7.2.3.1. SOCKET HEAD CAP SCREWS DIN 912 / ISO4762 / ANSI B 18.3.1 M.....	80
FIGURA 4.7.2.3.2. Tornillo Allen de cabeza cilíndrica RS PRO, M5 x 40mm, paso de rosca 0.8mm, de Acero.	81
FIGURA 4.7.2.3.3. Visualización de los componentes huecos en la estructura del prototipo final.....	81
FIGURA 4.7.2.3.4. Planta inferior y vista oblicua de la tapa inferior del prototipo.....	82



ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 3.3.1. SEY PARAMETERS EXTRACTED FROM ECSS STANDARD [1]...	37
TABLA 3.3.2. CONVERGENCIA DEL VALOR DE LA POTENCIA UMBRAL FRENTE A LA POBLACIÓN INICIAL DE ELECTRONES.....	38
TABLA 3.3.2. CONVERGENCIA DEL VALOR DE LA POTENCIA UMBRAL FRENTE A LA POBLACIÓN INICIAL DE ELECTRONES.....	39
TABLA 3.4.1. POTENCIA UMBRAL PARA DISTINTOS VALORES DE GAP.....	42
TABLA 3.5.1. POTENCIA UMBRAL PARA LAS FRECUENCIAS DE 10 A 12 GHz DE LA GGW CON PIN DE 40 MICRAS.....	44
TABLA 3.5.3. VALORES DE CAMPO MÁXIMO PARA LAS DIFERENTES GGW..	48
TABLA 3.5.4. ÚLTIMA FILA DE LA TABLA VI DE [1].....	50
TABLA 4.3.1. ANÁLISIS DE CONVERGENCIA DE LAS SOLUCIONES DE POTENCIA UMBRAL DE MULTIPACTOR PARA DIFERENTES POBLACIONES INICIALES EN LA CONFIGURACIÓN DE SPARK3D.....	55
TABLA 4.5.1. POTENCIA UMBRAL DE MULTIPACTOR [W] PARA DIFERENTES VALORES DE ALTURA Y ANCHURA DEL RIDGE.....	60
TABLA 4.7.1.1. DIMENSIONES EN [mm] DE LOS PARÁMETROS DEL ADAPTADOR TRAS LA PRIMERA OPTIMIZACIÓN.....	70
TABLA 4.7.1.2. DIMENSIONES EN [mm] DE LOS PARÁMETROS DEL ADAPTADOR TRAS LA SEGUNDA OPTIMIZACIÓN.....	72
TABLA 4.7.2.3.1 DIMENSIONES EN [mm] DE LOS TORNILLOS PASANTES EMPLEADOS.....	80

Capítulo 1

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

En el contexto de aplicaciones de electromagnetismo de microondas que requieren niveles elevados de potencia, es común el uso de guías de onda rectangulares convencionales. Sin embargo, a medida que la frecuencia aumenta, surge la necesidad de un mecanismo de sellado o contacto eléctrico entre los componentes de microondas con una precisión extrema y tolerancias mínimas, lo cual incrementa significativamente la complejidad y los costos de fabricación.

En respuesta a esta problemática, han surgido soluciones innovadoras como las tecnologías Gap Waveguide, las cuales no requieren contacto físico ni procesos de sellado para su funcionamiento. Esta característica les confiere una ventaja competitiva al reducir considerablemente los costos de fabricación. Como resultado de esta alternativa ingeniosa, surge la idea de implementar dichas tecnologías en el ámbito espacial, específicamente en los componentes de microondas utilizados en sistemas de comunicación satelital.

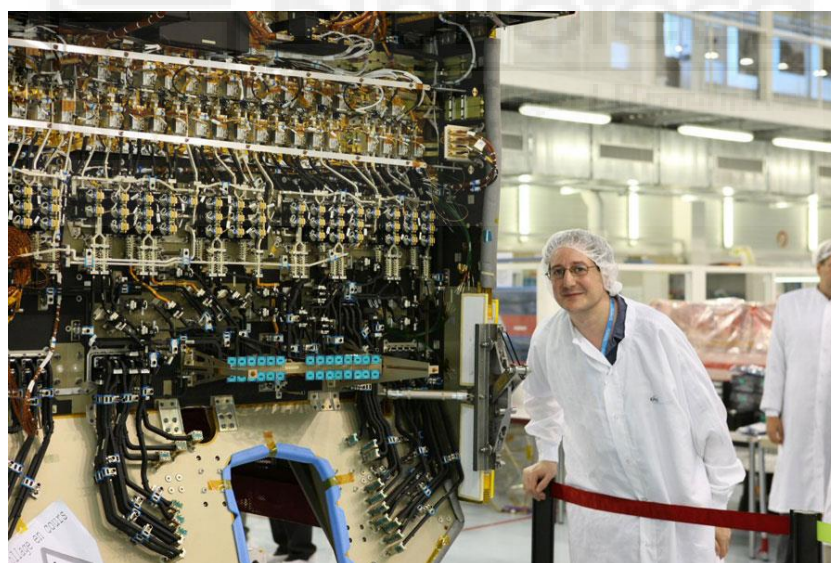


Fig. 1.1.1. Componentes de microondas embarcados en un satélite de telecomunicaciones. El satélite Ka-Sat de Eutelsat lleva casi 1100 filtros de guía de ondas de radiofrecuencia, la mayoría de los cuales están personalizados para manejar frecuencias específicas.

Dado que los satélites demandan altos niveles de potencia para su operación eficiente y se encuentran en condiciones de vacío espacial, se generan las condiciones ideales para la aparición de descargas de multipactor en los dispositivos. Por lo tanto, resulta crucial realizar un estudio exhaustivo de los umbrales de potencia en los cuales estas nuevas tecnologías pueden operar en dichas condiciones, con el objetivo de evaluar su viabilidad para su implementación en el sector espacial.

1.2. Objetivos

El objetivo principal de este trabajo es el de analizar el comportamiento del efecto multipactor en tecnologías Groove Gap Waveguide y Ridge Gap Waveguide. Estudiando cómo afectan la geometría y los principales parámetros de diseño, a la potencia máxima de operación previa a una descarga de multipactor.

Principales retos que plantea este trabajo:

- ❖ Comprender los fundamentos teóricos y de diseño de las tecnologías Gap Waveguides.
- ❖ Entender el efecto multipactor y su importancia de cara a aplicaciones espaciales.
- ❖ Aprender a emplear software de simulación de campos electromagnéticos y de simulación de multipactor, en nuestro caso: CST Studio Suite y SPARK 3D.
- ❖ Realizar la etapa de diseño de un prototipo final para su correspondiente toma de medidas en el laboratorio.

1.3. Organización de la memoria

Este trabajo se estructura de la siguiente manera:

- ❖ Capítulo 1. Introducción. Motivación, objetivos y organización de la memoria
- ❖ Capítulo 2. Marco teórico. Conceptos básicos de propagación de ondas guiadas. Introducción y bases generales de las tecnologías Gap Waveguide. Descripción del efecto multipactor.
- ❖ Capítulo 3. Multipactor en Groove Gap Waveguide. Estudio de multipactor de una guía GGW y comparativa tras realizar una modificación en su estructura.
- ❖ Capítulo 4. Multipactor en Ridge Gap Waveguide. Estudio de multipactor de una guía RGW en función de sus parámetros, comenzado por el análisis de dispersión de la celda unidad, estudio paramétrico del comportamiento de la potencia umbral de multipactor, diseño e implementación de un prototipo final para realizar mediciones en el laboratorio.
- ❖ Capítulo 5. Conclusiones. Conclusiones extraídas de los resultados y de la experiencia tras la realización del trabajo.
- ❖ Referencias. Referencias bibliográficas empleadas en el transcurso de la presente investigación.

Capítulo 2

2. MARCO TEÓRICO

En el presente capítulo, se expondrán los fundamentos teóricos que constituyen la base para explicar los fenómenos electromagnéticos abordados a lo largo de este estudio. Se proporcionarán explicaciones sobre conceptos fundamentales, tales como las ecuaciones de Maxwell y su aplicación en el desarrollo de las ecuaciones que gobiernan los campos en diversas geometrías utilizadas en la propagación guiada.

Asimismo, se presentarán de manera concisa algunas expresiones analíticas que caracterizan las propiedades de las guías rectangulares, debido a su simplicidad y su capacidad para ofrecer una visión general de la aplicación de las ecuaciones de Maxwell en una geometría dada, así como para comprender el guiado en estructuras más complejas.

Además, se abordarán otros conceptos de relevancia, como los parámetros de dispersión, brindando una breve introducción a los principios de funcionamiento de la tecnología Gap Waveguide. Por último, se analizará detalladamente el efecto Multipactor, el cual constituye el tema central de esta investigación.

2.1. Ecuaciones de Maxwell

La gran contribución de James Clerk Maxwell fue la de unificar el campo eléctrico y magnético, ya que demostró que existe una interdependencia entre ambos, cuya consecuencia es la generación y propagación de las ondas electromagnéticas.

El primer grupo de ecuaciones que definen los fenómenos electromagnéticos desde un punto de vista clásico son las siguientes:

$$\int_S \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{s} = \int_V \rho(\mathbf{r}, t) dv \rightarrow \nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \rho(\mathbf{r}, t) \quad (1.1.1)$$

$$\oint_C \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{s} \rightarrow \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (1.1.2)$$

$$\int_S \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{s} = 0 \rightarrow \nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (1.1.3)$$

$$\begin{aligned} \oint_C \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) \cdot d\mathbf{l} &= \int_S \left(\mathbf{J}(\mathbf{r}, t) + \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \right) \cdot d\mathbf{s} \rightarrow \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) \\ &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (1.1.4)$$

La ecuación (1.1.1) es la forma integral del teorema de Gauss, derivado de la ley de Coulomb para cargas estáticas. La ecuación (1.1.2) es la ley de inducción electromagnética, ley de Faraday. La ecuación (1.1.3) es el teorema del flujo derivado de la ley de Biot-Savart. La ecuación (1.1.4) es la descubierta por Maxwell, la cual amplía el teorema de Ampère a corrientes no estacionarias y completa la relación entre los campos eléctrico y magnético.

Las ecuaciones constitutivas forman el segundo grupo y son:

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (1.1.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (1.1.6)$$

$$\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E} \quad (1.1.7)$$

El sistema formado por las ecuaciones de Maxwell y las tres constitutivas permiten calcular las componentes de los campos vectoriales \mathbf{D} , \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{B} y \mathbf{J} .

La aplicación cuando se estudian fenómenos atómicos requiere la cuantificación de las fuentes y de la emisión de la radiación; además aparecen efectos no lineales de naturaleza mecánico-cuántica.

Las ecuaciones anteriores se complementan con la fuerza de Lorentz y la segunda ley de Newton:

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (1.1.8)$$

$$\mathbf{F} = m\mathbf{a} = m \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \frac{d\mathbf{p}}{dt} \quad (1.1.9)$$

Las ecuaciones vistas en este apartado nos permiten estudiar desde el punto de vista clásico los problemas de dinámica de partículas cargadas y su interacción con el campo electromagnético. Como por ejemplo, a la hora de modelizar las trayectorias de electrones en una descarga de multipactor.

2.2. Sistemas guiados con simetría traslacional

Un medio guiado se define como un medio de transmisión que conecta el generador con el receptor. El medio puede ser abierto, semicerrado o cerrado.

- **Abierto:** la energía electromagnética se propaga sin conductores o fronteras dieléctricas. Este es el caso de las ondas que se propagan a través del espacio libre entre una antena emisora y otra receptora.
- **Cerrado:** es un medio guiado el cual confina las ondas en un espacio reducido, usualmente limitado por conductores. En este caso se dice que son ondas guiadas, puesto que el flujo de energía electromagnética sigue la dirección del sistema de transmisión.

Esto ocurre debido a una óptima conexión entre los campos eléctricos y magnéticos de la onda y las cargas y corrientes del sistema. El ejemplo más sencillo sería el de la guía de ondas rectangular.

- **Semicerrado:** es aquel medio guiado por el cual las ondas viajan a través de un conductor o dieléctrico, pero sin estar completamente confinado. Este es el caso de por ejemplo el cable de pares o la fibra óptica.

2.2.1. Componentes transversales y longitudinales

Los sistemas de guiado electromagnéticos tienen propiedades que nos permiten la simplificación del desarrollo matemático. Todas las estructuras bajo estudio deben cumplir las siguientes hipótesis comunes:

1. Geometría invariante a lo largo de un eje el cual llamamos axial o longitudinal.
2. Analíticamente suponemos que el eje de propagación longitudinal se corresponde con la dirección en z .
3. Se supone una variación temporal armónica. En el dominio complejo, la dependencia temporal de todas las funciones será de forma $e^{j\omega t}$.

Suponemos además que trabajamos en un medio sin fuentes, por lo que las ecuaciones de Maxwell que empleamos son las siguientes:

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (2.2.1.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (2.2.1.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0 \quad (2.2.1.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t} \quad (2.2.1.4)$$

Estas cuatro ecuaciones diferenciales pueden reagruparse y simplificarse asumiendo la variación armónica, pues las derivadas respecto a la variable temporal son conocidas, además:

$$\hat{\mathbf{E}} = \Re\{\mathbf{E}(\mathbf{r})e^{j\omega t}\} \quad (2.2.1.5)$$

$$\hat{\mathbf{H}} = \Re\{\mathbf{H}(\mathbf{r})e^{j\omega t}\} \quad (2.2.1.6)$$

De esta forma las ecuaciones de Maxwell en el dominio fasorial se pueden reescribir de la siguiente manera

$$\nabla \cdot \hat{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.2.1.7)$$

$$\nabla \times \hat{\mathbf{E}} = -j\omega\mu\hat{\mathbf{H}} \quad (2.2.1.8)$$

$$\nabla \cdot \hat{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.2.1.9)$$

$$\nabla \times \hat{\mathbf{H}} = j\omega\varepsilon\hat{\mathbf{E}} \quad (2.2.1.10)$$

Realizando una serie de transformaciones sobre las ecuaciones anteriores, llegamos a la ecuación de Helmholtz, que es la expresión de los campos que describe el comportamiento de los campos como onda electromagnética:

$$\nabla^2 \hat{\mathbf{E}} + k^2 \hat{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.2.1.11)$$

$$\nabla^2 \hat{\mathbf{H}} + k^2 \hat{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.2.1.12)$$

De este sistema de ecuaciones se derivan tres soluciones particulares denominadas modos de propagación:

- **Modos Transversales Electromagnéticos** o modos **TEM**: aquellos en los que $E_z = H_z = 0$ (es decir, los campos eléctrico y magnético son transversales a la dirección de propagación).
- **Modos Transversales Eléctricos** o modos **TE**: aquellos que no tienen componente axial del campo eléctrico, es decir, $E_z = 0$. Todos los componentes pueden derivarse a partir de la componente axial del campo magnético H_z .
- **Modos Transversales Magnéticos** o modos **TM**: aquellos que no tienen componente axial del campo magnético, es decir, $H_z = 0$. Todos los componentes pueden derivarse a partir de la componente axial del campo eléctrico E_z .

2.2.2. Guía rectangular

Dentro del estudio de las guías de onda, el ejemplo más sencillo y que de manera general es por el que se comienza en la mayoría de los cursos relacionados con dispositivos de microondas guiados. La teoría fundamental de la guía rectangular proporcionará una base sólida para comprender con mayor facilidad el funcionamiento de guías de onda más complejas. Asimismo, nos permitirá adquirir una comprensión más profunda de conceptos fundamentales relacionados con la propagación guiada, que serán abordados a lo largo de este proyecto, tales como la propagación modal, las frecuencias de corte o los parámetros de dispersión.

La guía rectangular fue una de las primeras tecnologías de línea de transmisión empleadas en microondas, debido a que los campos electromagnéticos que transportan la señal viajan

confinados en el interior del dispositivo. Las ondas electromagnéticas con las que se alimentan estas guías son ondas esféricas que se propagan en todas las direcciones, por lo que la potencia que propagan debería atenuarse con el cuadrado de la distancia, pero la guía rectangular confina las ondas de manera que, idealmente, no tiene pérdidas al propagarse puesto que la reflexión total en las paredes metálicas limita la propagación en el interior de la cavidad y esta energía no escapa, transmitiéndose toda hacia el otro extremo.

En el mercado existen varios componentes disponibles comercialmente, como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores y líneas ranuradas, diseñados para diferentes bandas de frecuencia estándar de guías de ondas, desde 1 hasta 220 GHz. Aunque en la actualidad se prefieren las líneas de transmisión planas, como microstrips y stripline, para la fabricación de circuitos de microondas debido a la tendencia hacia la miniaturización e integración, todavía hay casos en los que las guías de ondas son necesarias, especialmente en sistemas de alta potencia, aplicaciones de ondas milimétricas, sistemas satelitales y pruebas de precisión.

En el caso de las guías de ondas rectangulares huecas, pueden propagar modos TM (Transverse Magnetic) y TE (Transverse Electric), pero no el modo TEM (Transverse Electromagnetic) debido a la falta de un segundo conductor. Es importante destacar que estos modos tienen frecuencias de corte por debajo de las cuales la propagación no es posible, una característica similar a la observada en las guías de placas paralelas.

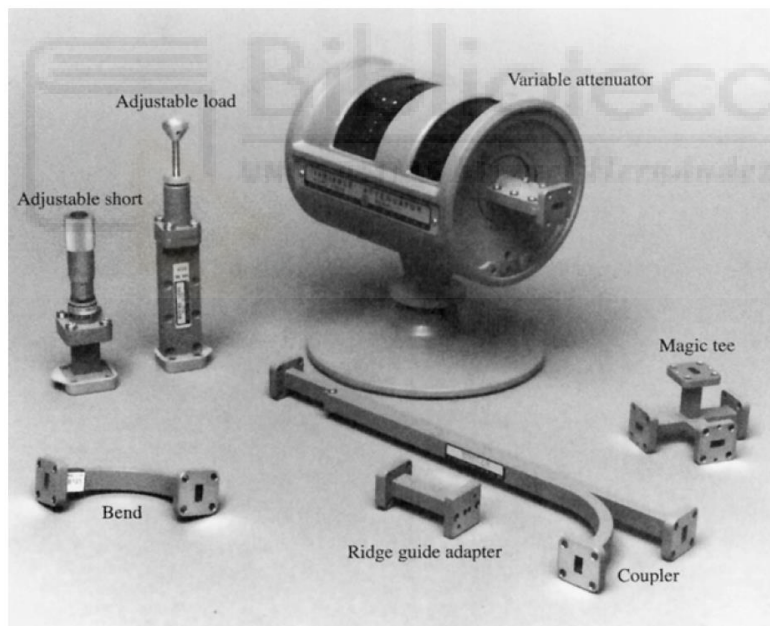


Fig. 2.2.2.1. Fotografía de componentes de guía de ondas rectangulares de banda Ka (WR-28). En sentido horario desde arriba: un atenuador variable, una unión en T E-H (mágica), un acoplador direccional, un adaptador a guía de ondas tipo ridge, una curva barrida en plano E, un cortocircuito ajustable y una carga deslizable de adaptación. Imagen de [6]

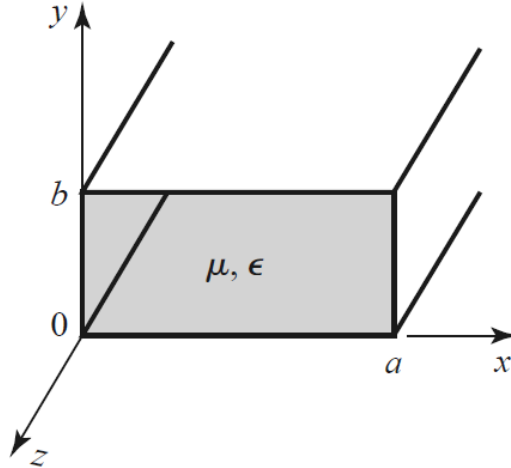


Fig. 2.2.2.2. Geometría de una guía de ondas rectangular. Imagen de [6]

Si resolvemos las ecuaciones de Helmholtz [6] en una geometría rectangular de ancho a y alto b , aplicando las condiciones de contorno sobre las paredes metálicas obtenemos las siguientes soluciones para los diferentes modos de propagación [6]:

- TE_{mn}

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.1)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu n\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.2)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.3)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.4)$$

- TM_{mn}

$$E_x = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.5)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu n\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.6)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.7)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.2.2.8)$$

Como podemos ver, las soluciones para los diferentes modos TE y TM, son soluciones discretas, es decir, solo se cumplen para valores enteros de m y n . De esta forma, se pueden propagar ondas con muchas configuraciones de campo diferentes, pero cuantizadas.

Por otro lado, la exponencial $e^{-j\beta z}$, describe una onda que se propaga en la dirección longitudinal $+z$, pero únicamente si β es real, lo que exige que $k > k_c$. En caso contrario, tendríamos una onda evanescente cuya amplitud decae exponencialmente.

A cada modo le corresponde una frecuencia de corte para la cual $\beta = 0$, a partir de esta frecuencia el modo comienza a propagarse, dicha frecuencia de corte de modo para guías rectangulares viene dada por:

$$f_c^{mn} = \frac{v_{ph0}}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.2.2.9)$$

Donde (2.2.2.10) es la velocidad de una onda plana en un medio sin fronteras con parámetros constitutivos ϵ y μ .

$$v_{ph0} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.2.2.10)$$

A partir de las ecuaciones previamente expuestas, se evidencia una relación intrínseca entre la geometría de la guía y la frecuencia de propagación. Esta conexión nos permite diseñar guías de onda que se ajusten de manera precisa a las necesidades específicas de las aplicaciones en las que nos enfoquemos.

2.3. Parámetros S

En las redes de microondas, los parámetros S (también conocidos como parámetros de dispersión (Scatering)) desempeñan un papel fundamental en la caracterización y el análisis de la respuesta de las redes de transmisión.

Los parámetros S se utilizan para describir la relación entre las ondas incidentes y las ondas reflejadas en cada uno de los puertos de un dispositivo o sistema de microondas. Hay varios parámetros S, denominados S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} , que representan las reflexiones y las transmisiones en cada puerto de una red de dos puertos.

El parámetro S_{11} , por ejemplo, representa la cantidad de energía reflejada en el puerto de entrada cuando se aplica una señal en ese puerto. Mide la capacidad de adaptación de impedancia del dispositivo y su capacidad para reflejar la energía de vuelta hacia la fuente. Por otro lado, el parámetro S_{21} indica la cantidad de energía transmitida desde el puerto de entrada hacia el puerto de salida.

Estos valores poseen una relevancia fundamental en la comprensión de la respuesta en frecuencia de la red y evaluar su desempeño en términos de pérdidas de señal, ganancia, ancho de banda y capacidad de adaptación de impedancia. En nuestro proyecto mostramos reiteradamente gráficas

de los parámetros S de diferentes guías, podremos ver como dichos parámetros se pueden representar en función de la frecuencia.

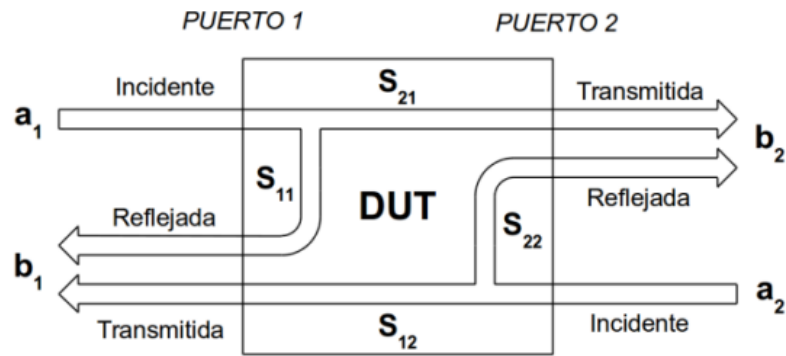


Fig. 2.3.1. Esquema general de los parámetros S de una red de dos puertos. Imagen de [9]

En resumen, los parámetros S son una herramienta clave en el análisis y diseño de redes de microondas. Estos parámetros brindan información crucial acerca de la respuesta de transmisión y reflexión de los componentes y sistemas, lo que permite evaluar su rendimiento y optimizar su funcionamiento.

2.4. Principio de operación de las Gap Waveguides

En los próximos años, se anticipa el surgimiento de nuevas aplicaciones de comunicaciones inalámbricas en frecuencias superiores a 30 GHz. Tecnologías avanzadas como MIMO masivo y transmisión de gigabits se convertirán en una realidad, y las empresas que puedan ofrecer hardware a un costo más bajo serán las líderes en esta industria. Para lograrlo, es necesario desarrollar tecnologías de guías de ondas y empaquetado de mmWave que sean más rentables que las tradicionales guías de ondas rectangulares y que presenten una mayor eficiencia energética con menor pérdida de señal en comparación con las guías de microstrip y coplanares basadas en PCB. En este contexto, el gap waveguide se posiciona como una solución con un gran potencial para cumplir con estos requisitos.

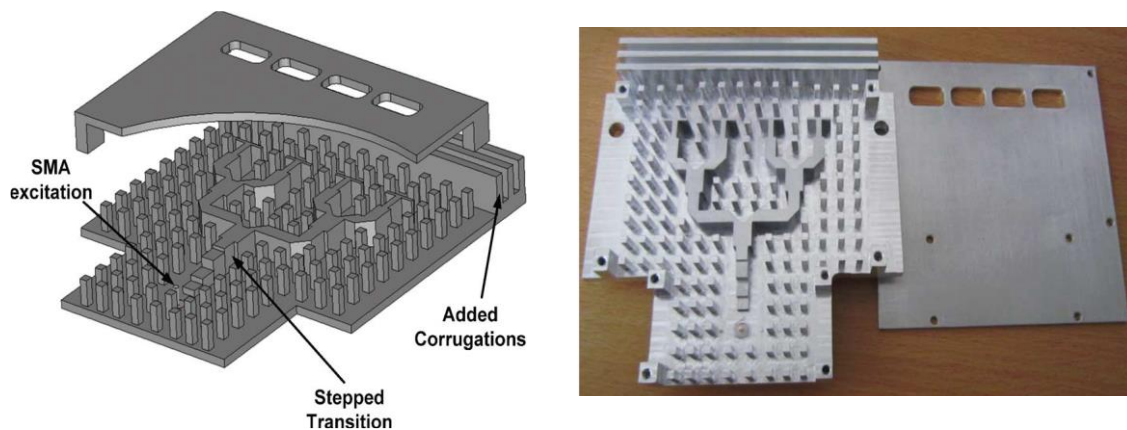


Fig. 2.4.1. (a) Geometría completa de un array lineal. Se muestra la placa superior levantada y parcialmente removida para mayor claridad. (b) Prototipo fabricado de una antena de array lineal de 4 elementos. Imágenes de [7]

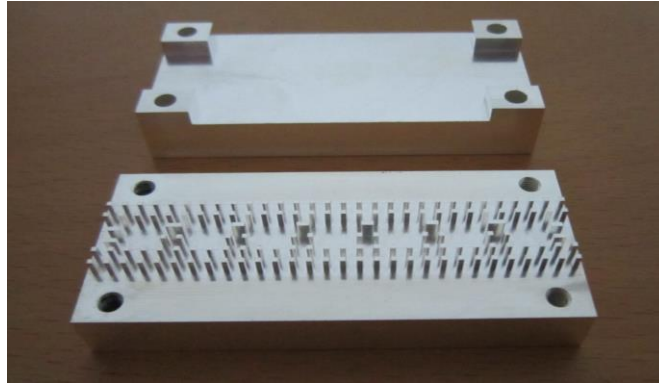


Fig. 2.4.2. Filtro de microondas en banda Ka en tecnología Groove Gap Waveguide. Imágenes de [8]

Las gap waveguides se utilizan en una variedad de aplicaciones, como sistemas de antenas de alta frecuencia, comunicaciones inalámbricas, radar, sensores y tecnología de microondas en general. Su diseño y fabricación continúan siendo áreas de investigación activa para mejorar su rendimiento y expandir su aplicación en diversos campos.

En este apartado comprenderemos los principios de funcionamiento de estas prometedoras tecnologías.

2.4.1. Superficies soft y hard

La tecnología Gap Waveguide (GW) se basa en un enfoque innovador utilizando metamateriales y la creación de superficies especiales conocidas como soft y hard [3]. Los metamateriales son estructuras artificiales diseñadas para exhibir propiedades electromagnéticas únicas que no se encuentran en la naturaleza. En este caso, se han creado superficies metamateriales que pueden generar una conductividad magnética artificial, también conocida como Conductor Magnético Artificial (AMC) o, en una versión ideal, Conductor Magnético Perfecto (PMC).

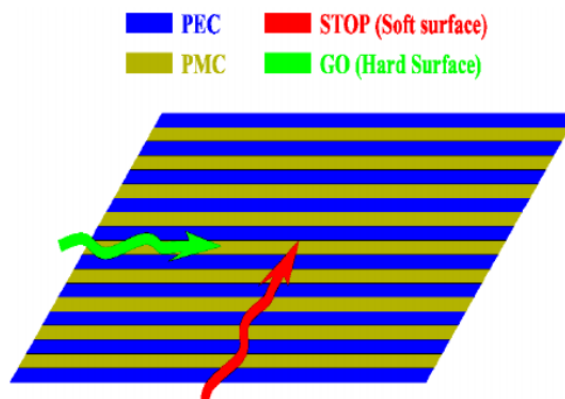


Fig. 2.4.1.1. Representaciones de franjas PEC/PMC de superficies soft y hard ideales. Las flechas en forma de onda rojas y verdes representan la dirección de propagación de las ondas que hacen que la superficie de la franja PEC/PMC sea soft y hard, respectivamente. Imágenes de [10]

Las superficies soft y hard son ejemplos de metamateriales que se utilizan en las GW. Estas superficies artificiales son anisótropas, lo que significa que tienen propiedades diferentes según la dirección en la que se propagan las ondas electromagnéticas. La dirección hard es aquella en la que se favorece la propagación de las ondas y se maximiza la potencia transmitida, mientras que la dirección soft es aquella en la que se dificulta o impide la propagación de las ondas. Para lograr esto, las superficies soft suelen tener una textura especial, como corrugaciones transversales.

La propiedad anisótropa y las características mencionadas aplicadas a las GW permiten su uso como filtros selectivos de frecuencia. Estas estructuras pueden bloquear la propagación de ondas electromagnéticas en ciertos rangos de frecuencia, lo que significa que las ondas que caen dentro de estas bandas de bloqueo no pueden pasar a través de las superficies y se atenúan o eliminan por completo.

Esta capacidad de filtrado es extremadamente útil en diversas aplicaciones, como en dispositivos de comunicación y sistemas de transmisión inalámbrica. Permite un control preciso y selectivo de las frecuencias transmitidas o recibidas, lo que mejora la calidad de la señal y reduce las interferencias no deseadas.

2.4.2. Gap Waveguides

A diferencia de las guías de ondas convencionales, en las gap waveguides, una de las placas presenta una superficie texturizada, como una serie de pines, cuya altura es una fracción de la longitud de onda. Esta textura crea un entorno de alta impedancia entre las placas y establece una condición de corte de banda ancha, siempre que la separación entre la placa superior y la parte superior de los clavos sea menor que un cuarto de la longitud de onda en el vacío. Esta condición de corte se aprovecha para guiar las ondas abriendo un camino entre los clavos, que puede tener forma de ranura, cresta (ridge) o incluso microstrip.

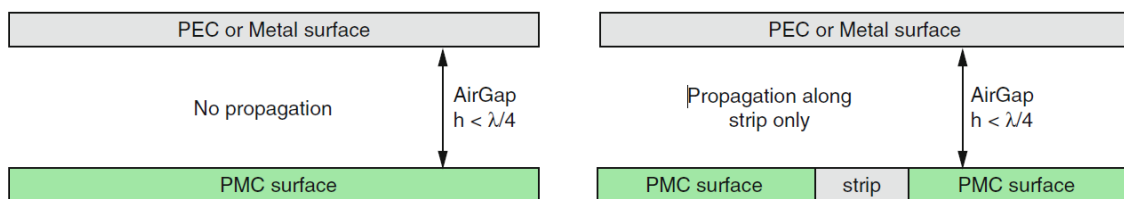


Fig. 2.4.2.1. Sección transversal de una GW ideal. Imagen de [11]

“La GW ideal utiliza la condición de corte básica de una configuración de guía de ondas de placas paralelas PEC-PMC para controlar la propagación de ondas electromagnéticas entre las dos placas. Mientras la separación de aire entre las placas PEC y PMC sea menor que $\lambda/4$, ninguna onda puede propagarse entre las placas. Esto se puede observar fácilmente estudiando una onda plana en la separación de aire e intentando satisfacer las condiciones de contorno en ambas placas PMC y PEC. Ahora, si la superficie PMC incorpora una tira metálica, las ondas electromagnéticas podrán seguir la tira.” [12].

En este estudio vamos a trabajar con las guías Groove Gap Waveguide (GGW) Ridge Gap Waveguide (RGW), por lo que vamos a analizar brevemente en qué consisten estas dos configuraciones de GW.

2.4.2.1. Groove Gap Waveguide

Las guías Groove Gap Waveguide (GGW) están formadas por dos placas plano-parallel sin necesidad de estar conectadas, donde en la placa inferior hay ubicadas filas de pines que conforman la “cama de pines”, que cumplen una serie de requisitos tales como la periodicidad espacial entre pines adyacentes, la altura y el ancho de los pines. Esta cama de pines está separada en dos, dejando un hueco entre ambas, por el cual se producirá el guiado de las ondas electromagnéticas que se propaguen a lo largo de esta estructura.

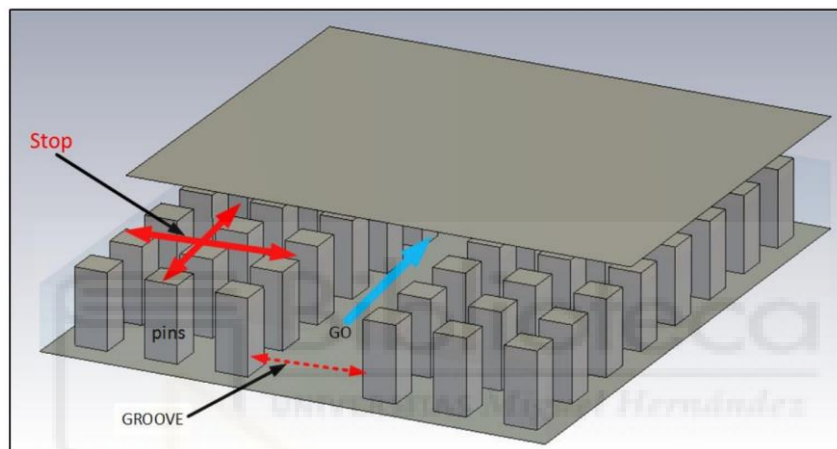
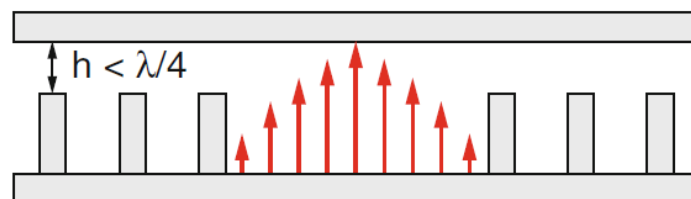


Fig. 2.4.2.1.1. Regiones de propagación en GGW. Imagen de [13]



TE₁₀ like mode in
Groove gap waveguide

Fig. 2.4.2.1.2. Líneas de campo y modo de propagación en GGW. Imagen de [12]

2.4.2.2. Ridge Gap Waveguide

Las guías Ridge Gap Waveguide (RGW), siguen la misma geometría que las GGW, pero llevan incrustada una cresta o ridge en la zona central, en la parte superior de esta cresta es por donde se propaga el campo eléctrico, el cual queda confinado en esta región entre la parte superior del ridge y la placa metálica superior.

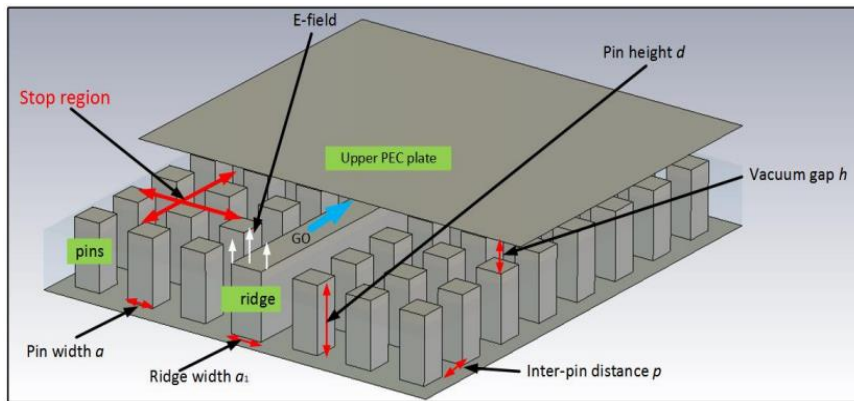


Fig. 2.4.2.2.1. Dimensiones y regiones de propagación en RGW. Imagen de [13]

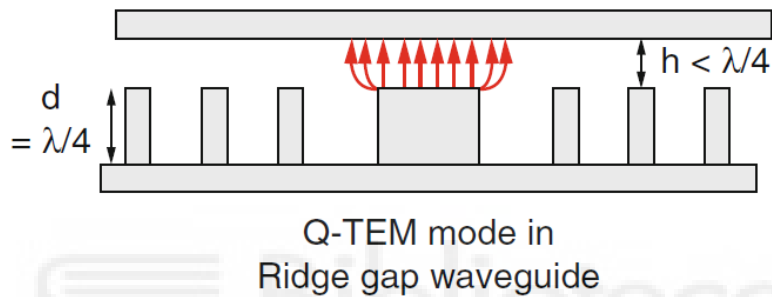


Fig. 2.4.2.2.2. Líneas de campo y modo de propagación en RGW. Imagen de [12]

2.5. Efecto Multipactor

El efecto multipactor consiste en una descarga por avalancha de electrones que se produce en los componentes de microondas que soportan elevados niveles de potencia y en condiciones de ultra-alto vacío. Presente en una amplia gama de escenarios diferentes, como componentes de radiofrecuencia (RF) embarcados en satélites, tubos de ondas viajeras (Travelling-wave tube, TWT), aceleradores de partículas, generadores de microondas y dispositivos de plasma toroidales para la fusión nuclear.

Este efecto puede dañar los dispositivos en los que aparece, dejándolos inutilizables, y en muchas ocasiones, dejando inservible todo el sistema que lo contiene, como es por ejemplo en el caso de las guías de ondas de los sistemas de comunicaciones embarcadas en los satélites, dado que, si se produce algún daño en estos sistemas, se puede producir: un incremento en el ruido de la señal, un incremento en la potencia reflejada en el dispositivo dañado, calentamiento en las paredes del dispositivo, desintonización de las cavidades resonantes o daños físicos, que producen una degradación del rendimiento del dispositivo. Estos problemas que surgen a partir de este efecto conllevan que haya que limitar la potencia de RF del sistema, puesto que, de ocurrir la descarga, el satélite puede quedar completamente inoperante ya que no puede realizar su función principal, que es la de transmitir información a larga distancia.



Fig. 2.5.1. Daños producidos por el efecto multipactor en diferentes dispositivos de microondas. Imágenes de [5]

El fenómeno del multipactor se produce cuando los electrones libres impactan en una superficie, generando electrones secundarios adicionales. Estos electrones secundarios, expuestos a un campo electromagnético oscilante, se aceleran y colisionan con las paredes de los dispositivos, aumentando la cantidad de electrones libres y provocando una cascada que puede desencadenar la descarga multipactor.

En un entorno de ultra-alto vacío, los electrones libres dentro de un dispositivo de microondas son acelerados por campos electromagnéticos de radiofrecuencia (RF) (Fig. 2.5.2.) e impactan contra sus paredes metálicas (Fig. 2.5.3.). Si la energía de impacto de un electrón es lo suficientemente alta, uno o más electrones secundarios pueden ser liberados desde la superficie. Cuando se cumplen ciertas condiciones de resonancia, los electrones secundarios se sincronizan con los campos RF y la población de electrones dentro del dispositivo crece de manera exponencial, lo que lleva a una descarga de multipactor (Fig. 2.5.5).

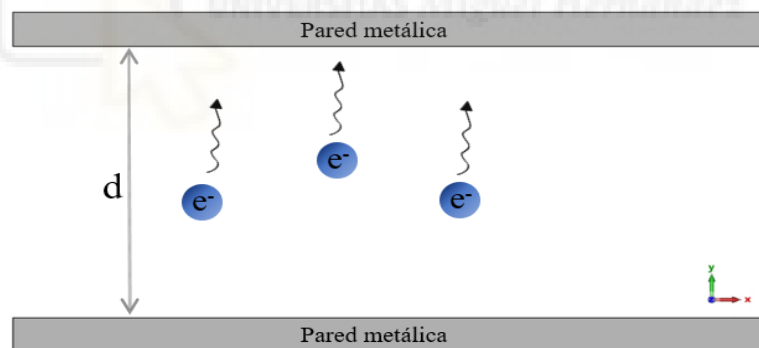


Fig. 2.5.2. Electrones libres acelerados por los campos electromagnéticos que se propaga por la guía de ondas

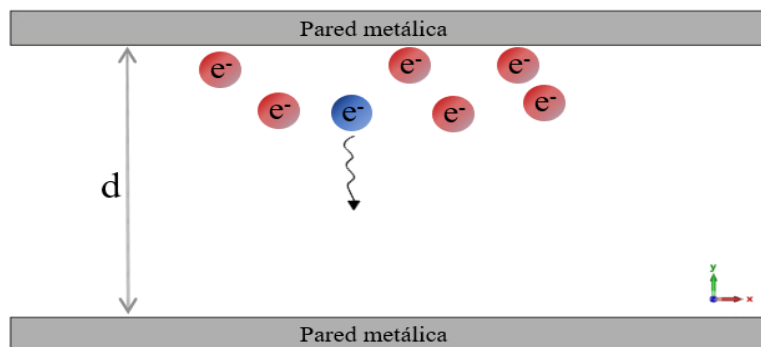


Fig. 2.5.3. Electrones secundarios extraídos del metal debido a la colisión de un primer electrón

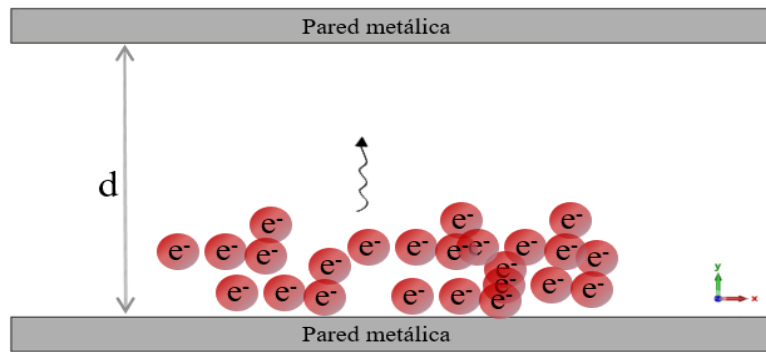


Fig. 2.5.4. Electrones secundarios en resonancia con los campos extraen una segunda tanda de electrones.

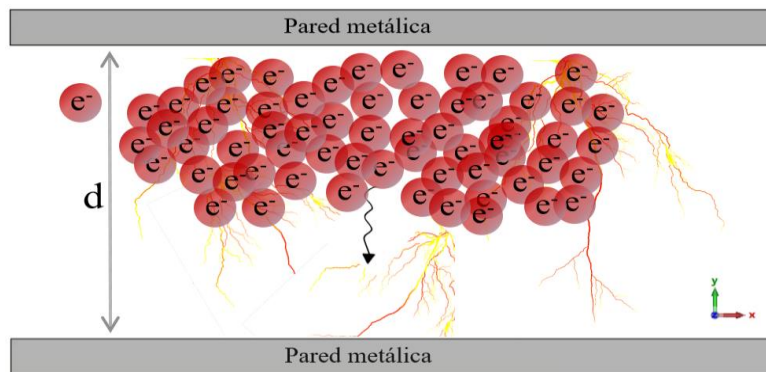


Fig. 2.5.5. Avalancha de electrones que producen la descarga de multipactor.

2.5.1. Secondary Emission Yield (SEY)

Cuando un electrón colisiona con una pared metálica, puede desencadenar diversos procesos físicos dependiendo de factores como la energía cinética de la colisión, el ángulo de impacto y las propiedades del material. En esencia, el electrón incidente puede ser absorbido, rebotar elásticamente o generar electrones secundarios que se liberan en la región vacía de la guía de ondas. La curva de emisión secundaria (SEY) describe la cantidad promedio de electrones emitidos por la pared metálica debido al impacto de un electrón incidente, considerando estos parámetros.

Cada metal tiene una curva de SEY característica, aunque todas las curvas tienen formas similares y pueden ajustarse utilizando funciones matemáticas del mismo tipo. Cada metal tiene un conjunto de coeficientes característicos que se utilizan en el ajuste de la curva.

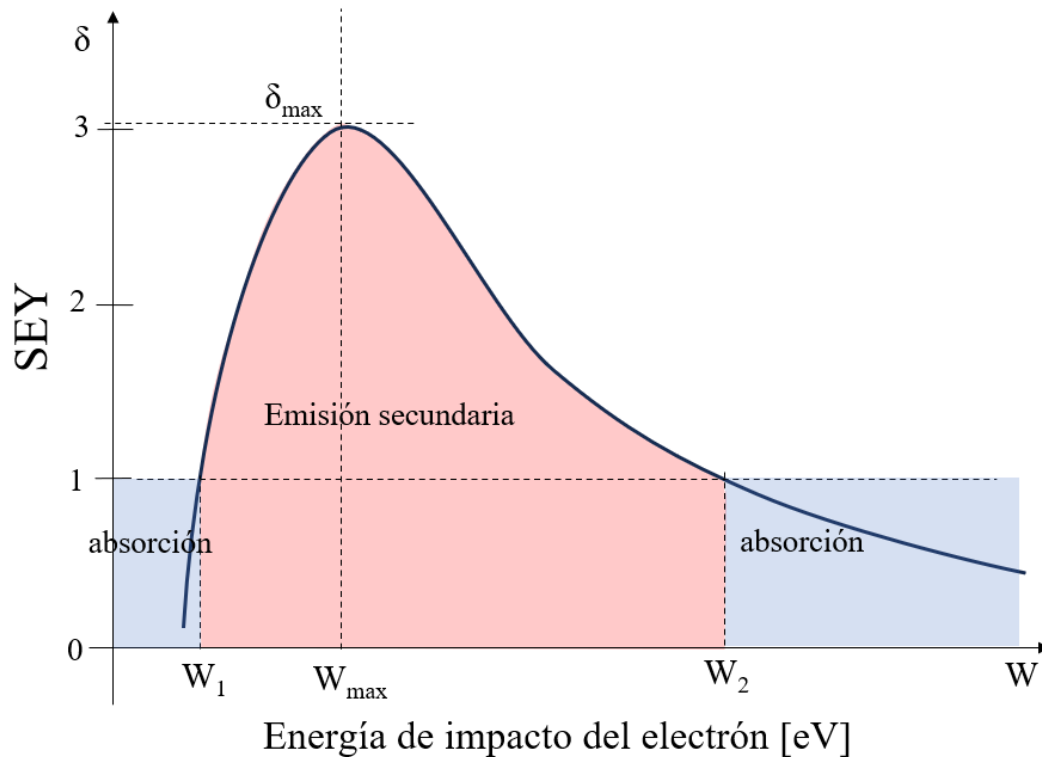


Fig. 2.5.1.1. Características de la curva típica del coeficiente de emisión secundaria.

Las curvas medidas típicamente muestran una energía máxima W_{\max} donde la probabilidad de emisión electrónica δ_{\max} es la más alta. Esta curva decae progresivamente para energías de impacto tanto más bajas, como más altas. Siempre que el valor de SEY se encuentre por encima de 1, se asume que es probable que se generen electrones secundarios. Los puntos donde la curva cruza el valor 1 se conocen como el primer y segundo punto de cruce (W_1 y W_2 , respectivamente), por debajo y por encima de W_{\max} respectivamente. Estos puntos marcan los umbrales de las regiones de absorción, donde la densidad de electrones comenzaría a aumentar.

Estas curvas son una herramienta muy útil de cara a hacer estudios de descargas de multipactor, el cual se basa en el fenómeno.

Capítulo 3

3. MULTIPACTOR EN GROOVE GAP WAVEGUIDE

3.1. Introducción

En este capítulo se realizará un análisis detallado del *Multipactor* (MP) del transformador para *Groove Gap Waveguide* (GGW) que se estudió en el artículo del *Microwave Theory and Techniques* (MTT) de mayo de 2022 [1], pero en este caso con un gap entre pines a mitad de altura de la guía, además, se hará una comparativa con la guía del artículo citado.

Para realizar correctamente el estudio del MP, usaremos el software electromagnético de CST y SPARK3D conjuntamente, en CST podremos definir las características de la guía a estudiar y los campos electromagnéticos a simular, SPARK3D será empleado para las simulaciones de MP.

3.2. Características de la guía

La guía que se estudió en el artículo [1] y que usaremos como comparativa en este capítulo, estaba diseñada en tecnología GGW con gaps en la región superior a los pines como mostramos en la Fig. 3.2.1.

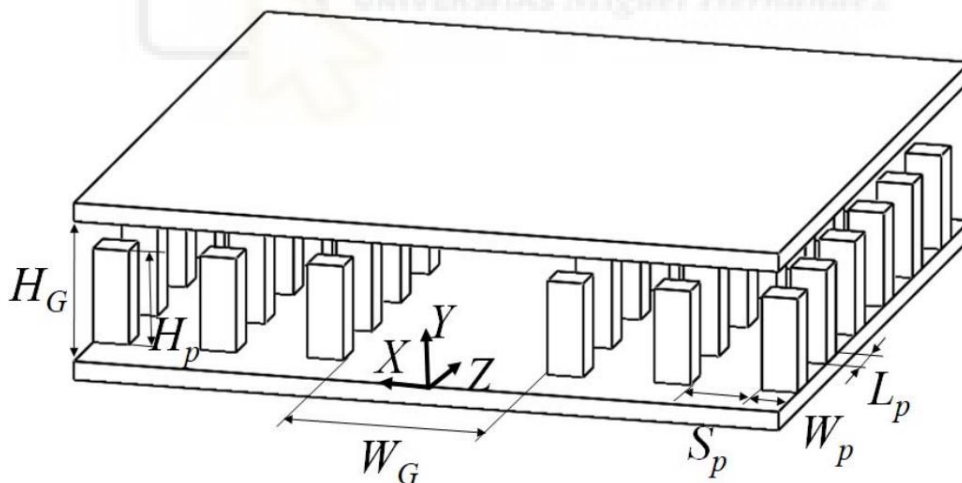


Fig. 3.2.1. Representación geométrica de la GGW con dimensiones $W_G = 22.86$ mm, $H_G = H_p = 10.16$ mm, $W_p = L_p = 4$ mm, y $S_p = 8$ mm del artículo [1]

En el estudio llevado a cabo en [1], se realizó una comparación teórica y experimental de las potencias umbrales de multipactor entre la guía de ondas rectangular clásica y la GGW ilustrada en la Figura 3.2.1. Se incorporó un pequeño espacio de aire en la GGW para simular la tolerancia de fabricación, un factor que debe considerarse siempre con el fin de evitar el potencial riesgo de una descarga de multipactor en la región de los pines, lo cual resultaría en niveles de potencia umbral bajos.

En el estudio a realizar en este capítulo hemos situado dicho gap en la zona central de la guía, tal como se estudió en [2], puesto que podría proporcionar ventajas a la hora de fabricar componentes basados en esta tecnología. El objetivo es el de comparar la potencia umbral para el caso de [1] con el mismo modelo, pero con el gap situado en la zona central como sugiere [2].

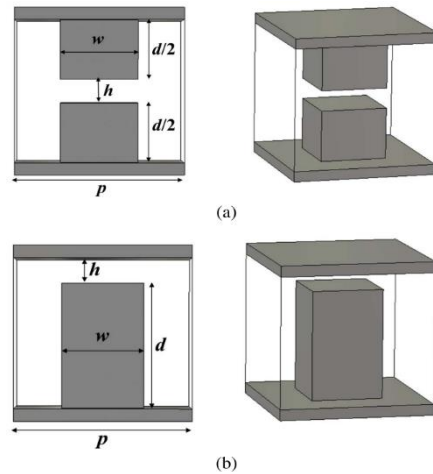


Fig. 3.2.2. Diferentes pines para estudiar. (a) Pin con gap a media altura. (b) Pin con gap en la zona superior al pin.

En nuestro estudio emplearemos la siguiente topología:

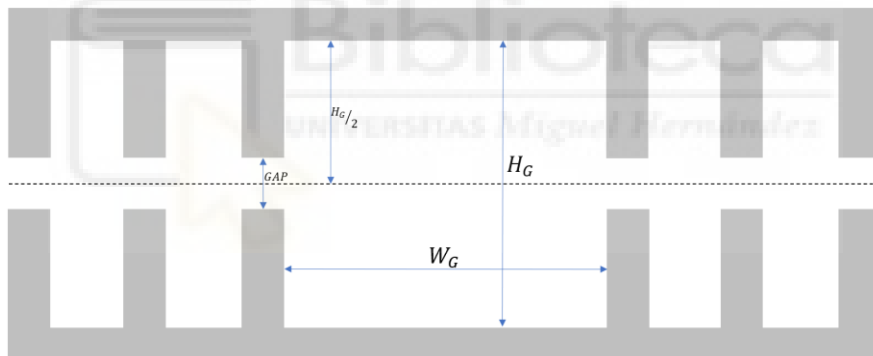


Fig. 3.2.3. Representación geométrica de la guía empleada en este estudio (GGW con gap entre pines a mitad de altura). (Para este estudio se mantienen las dimensiones de W_P , S_P , L_P , W_G y H_G de [1]).

Así como podemos ver en la figura anterior, la guía bajo estudio tendrá las mismas dimensiones que en [1] pero implementando los pines propuestos en [2], en donde reubicamos el gap en la zona central, para esta configuración nos interesará comprobar cuál es el valor máximo de gap que podremos tolerar.

3.3. Convergencia de la simulación de multipactor

Al llevar a cabo los cálculos de las potencias umbrales de multipactor a través de las simulaciones con SPARK3D, es imprescindible configurar las simulaciones de manera precisa y meticulosa con el objetivo de obtener resultados altamente confiables. Para lograr esta fiabilidad, es necesario llevar a cabo un exhaustivo estudio de convergencia de las soluciones mediante una primera simulación, en la cual el factor determinante será la población inicial de electrones, es decir, la densidad mínima de electrones requerida para garantizar la rigurosidad de los resultados

obtenidos. Esta consideración es esencial, ya que una elección inadecuada de dicha población inicial podría generar resultados notoriamente divergentes para los mismos campos que se exportan desde CST y que se simulan posteriormente.

Además, en todas las simulaciones realizadas, será necesario especificar de manera precisa algunas características inherentes al material en el que se esté trabajando. Estas características están definidas por los parámetros de emisión secundaria o SEY, los cuales son fundamentales para comprender y modelar adecuadamente el comportamiento de los electrones en el proceso de multipactor.

En la Tabla I del artículo de referencia [1], se establecían los parámetros de emisión secundaria (SEY) con las siguientes definiciones:

TABLA 3.3.1. SEY PARAMETERS EXTRACTED FROM ECSS STANDARD [1]

Material	$E_{max}(eV)$	$E_1(eV)$	δ_0	δ_{max}
Aluminum	276.0	17.0	0.8	2.92

Utilizando la información proporcionada en la Tabla 3.3.1, se realizaron las configuraciones correspondientes para los materiales presentes en nuestro archivo, tanto para el PEC (Perfect Electrical Conductor) como para el Aluminio.:

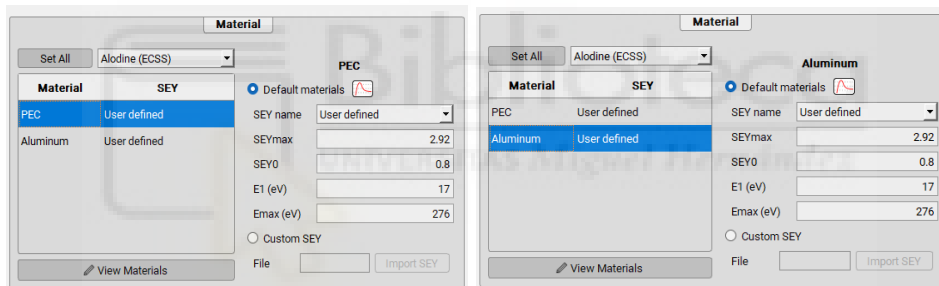
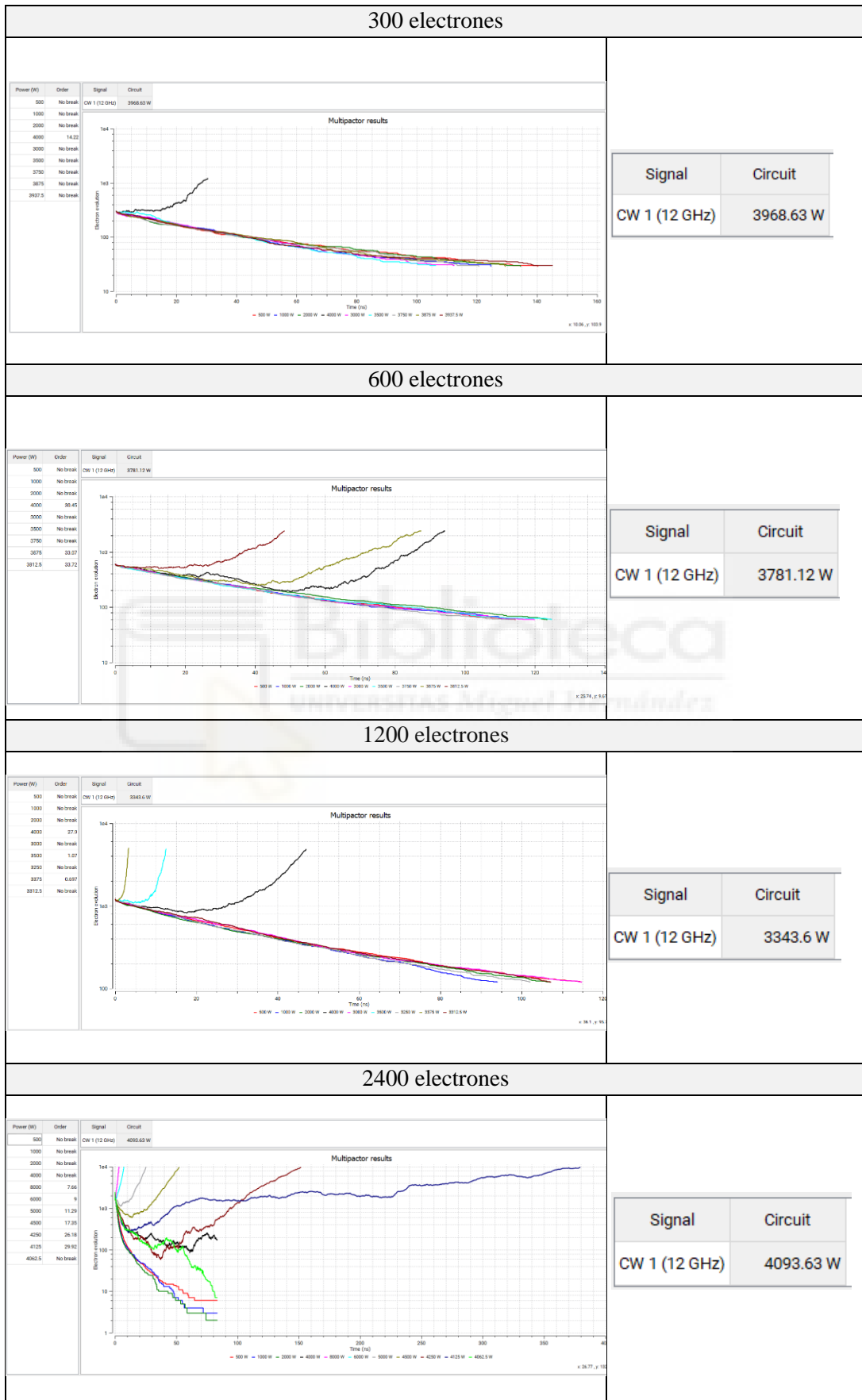


Fig. 3.3.1. Configuración de los materiales en SPARK3D.

Para garantizar la confiabilidad de los resultados, se mantendrán constantes las características del material en todas las simulaciones posteriores. A continuación, se incrementará gradualmente la población inicial de electrones en la guía, comenzando desde 300, hasta lograr una convergencia estable de los resultados de la potencia umbral. Se configurará una distribución homogénea de electrones y se utilizará un criterio de Multipactor (MP) de 10, lo que significa que si la población de electrones aumenta a un valor 10 veces mayor que el valor inicial, el simulador lo considerará como una descarga de Multipactor. Es importante tener en cuenta que este criterio puede resultar en una potencia umbral menor en comparación con la calculada en el artículo de referencia [1], ya que en dicho artículo se utiliza un criterio de 100.

Todo el análisis posterior se llevará a cabo para la Guía de Onda Gap Waveguide (GGW) definida en la Figura 3.3.1, con un valor de Gap de 40 micras y a una frecuencia de 12 GHz.

TABLA 3.3.2. CONVERGENCIA DEL VALOR DE LA POTENCIA UMBRAL FRENTE A LA POBLACIÓN INICIAL DE ELECTRONES



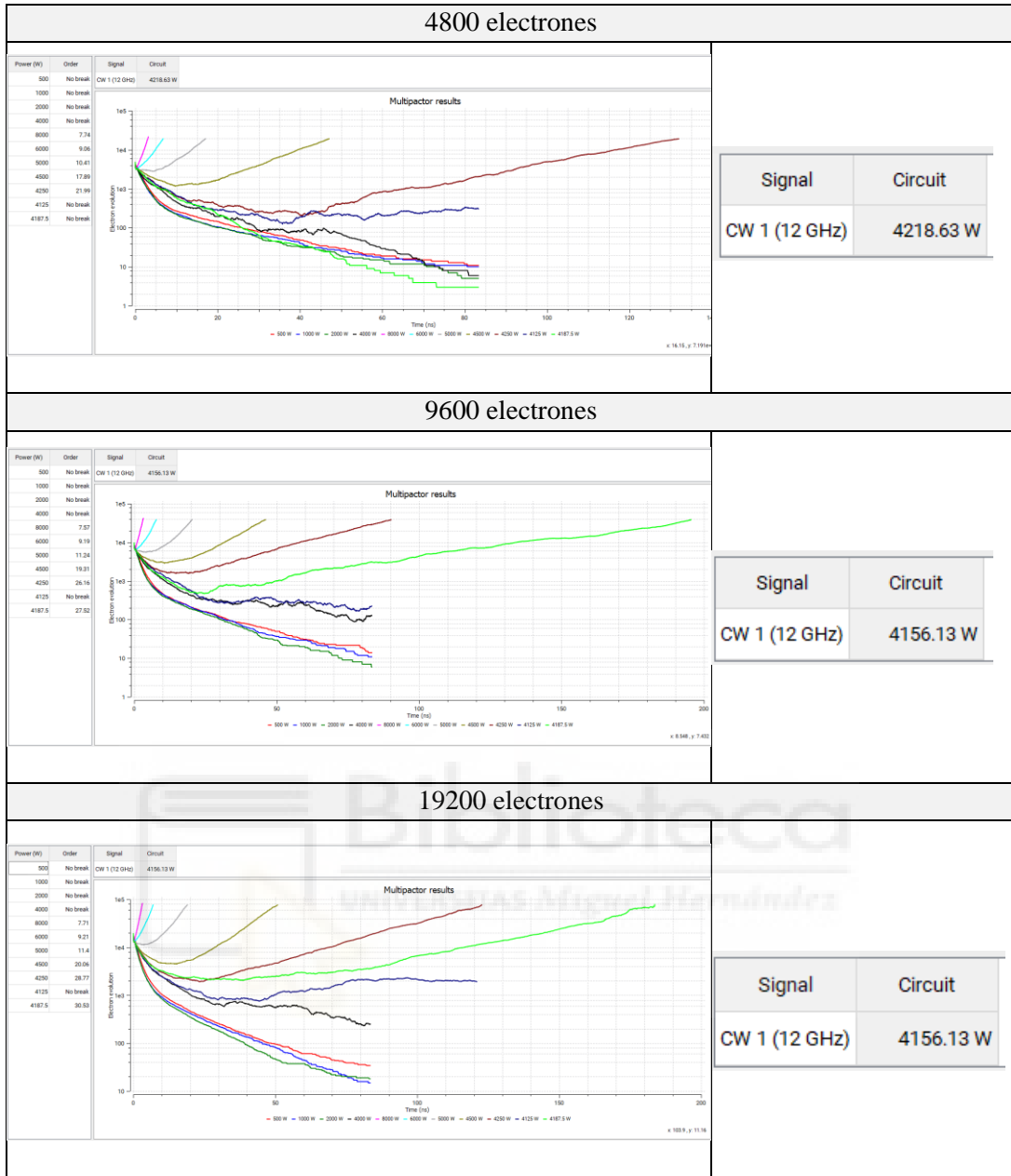


TABLA 3.3.3. CONVERGENCIA DEL VALOR DE LA POTENCIA UMBRAL FRENTE A LA POBLACIÓN INICIAL DE ELECTRONES

PIN CON GAP DE 40 MICRAS	
ELECTRONES	POTENCIA UMBRAL
300	3968.63 W
600	3781.12 W
1200	3343.6 W
2400	4093.63 W
4800	4218.63 W
9600	4156.13 W
19200	4156.13 W

Tras analizar la convergencia, se observa que una población inicial de 9600 electrones es suficiente para llevar a cabo el estudio, ya que duplicar esta cantidad (19200 electrones) no produce cambios significativos en la potencia umbral. Por lo tanto, se concluye el análisis de convergencia.

Es importante destacar que, a partir de este punto, todas las simulaciones se realizaron con una población inicial de 9600 electrones. Sin embargo, se debe tener en cuenta que esta cantidad de electrones implica una carga computacional considerable y puede requerir aproximadamente 2 horas de tiempo de simulación. Dado este tiempo requerido, podría haber sido una opción válida probar con una población inicial de electrones intermedia entre 4800 y 9600, por ejemplo, 7200 electrones.

En la Figura 3.3.2 se muestra la convergencia como la diferencia entre el valor de la potencia umbral obtenida y el valor de la potencia umbral final.

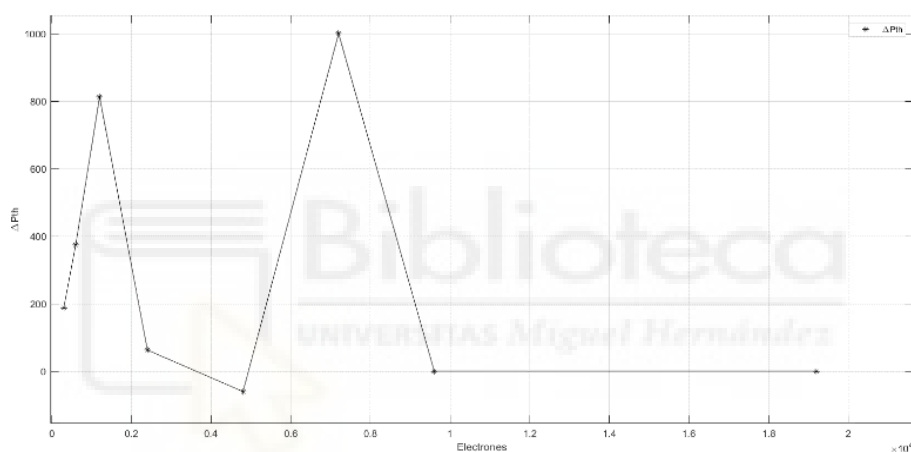


Fig. 3.3.2. Convergencia del valor de potencia umbral en función de la población inicial de electrones (valor obtenido para cada población menos el valor válido)

La Figura 3.3.2 muestra claramente que seleccionar una población intermedia de 7200 electrones no resulta útil, ya que el valor difiere significativamente del valor buscado. Es importante destacar que se ejecutaron tres simulaciones con resultados similares, pero en todos los casos los valores obtenidos estuvieron muy alejados del resultado deseado. Por lo tanto, antes de suponer que una población intermedia sería suficiente, es necesario realizar comprobaciones para garantizar la obtención de resultados fiables.

En conclusión, se determina que como mínimo se empleará una población inicial de 9600 electrones, debido a los resultados obtenidos y a la necesidad de proporcionar resultados confiables en el estudio.

3.4. Análisis del gap máximo permisible

Una vez alcanzamos este punto en el que hemos logrado una configuración de MP en SPARK3D con resultados lo suficientemente confiables, es necesario identificar la región donde se produce

la descarga de MP. Si dicha descarga ocurre en la zona de los pines, no será posible trabajar con ese valor de gap. Por lo tanto, procederemos a incrementar gradualmente el valor del gap hasta encontrar la ubicación de la descarga en los pines. En el último valor de gap donde se produce la descarga en los pines, descartaremos todos los valores de gap superiores, incluyendo este último.

Cabe indicar que todas las simulaciones siguientes se han realizado a 12 GHz.

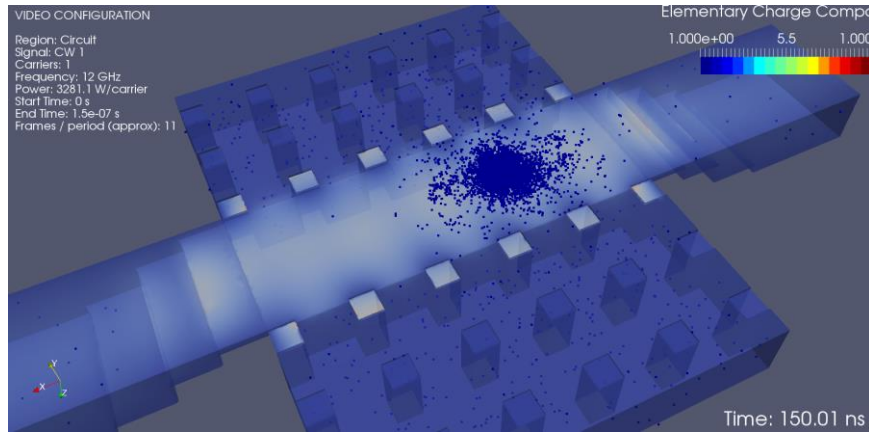


Fig. 3.4.1. Zona de descarga de MP en GGW con gap centrado de 40 micras

En la Figura 3.4.1, se puede observar que la descarga de MP ha ocurrido en la región central de la guía, lo que indica que podemos aumentar el valor del gap. Al comprobar que no ha habido descarga de MP en la cama de pines, incrementamos el valor del gap a 45 micras. Realizando la simulación con una población inicial de electrones que resultó suficiente en el caso anterior (9600 electrones), obtenemos los siguientes resultados.:

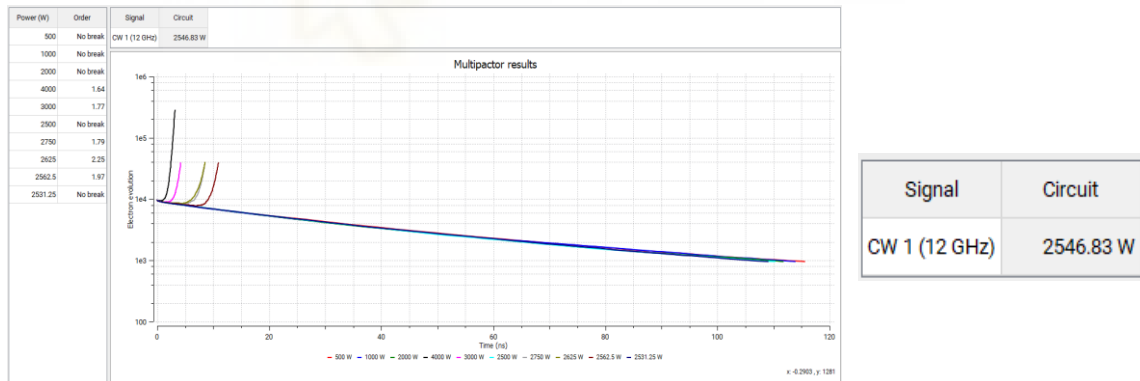


Fig. 3.4.2. Simulación de MP en GGW de 45 micras con población inicial de 9600 electrones a 12 GHz.

Como se puede apreciar, se ha obtenido una potencia umbral considerablemente menor en comparación con el caso anterior. Además, al observar el valor del orden, notamos que es significativamente bajo. Mediante la simulación de vídeo, es posible visualizar lo que está ocurriendo en detalle.

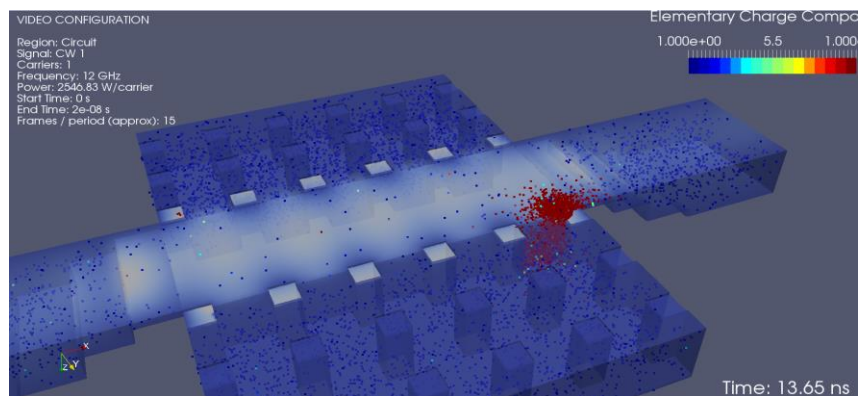


Fig. 3.4.3. Zona de descarga de MP en GGW con gap centrado de 45 micras

Como era previsible, se ha producido una descarga de multipactor en los pines, lo que indica que no podemos aumentar el valor del gap por encima de aproximadamente 40 micras.

Realizamos el cálculo de las potencias umbrales para rangos de gap que van desde 15 a 40 micras. En todas las simulaciones utilizaremos una población inicial de 9600 electrones y una frecuencia de 12 GHz.

TABLA 3.4.1. POTENCIA UMBRAL PARA DISTINTOS VALORES DE GAP

GAP (micras)	POTENCIA UMBRAL
15	3406.11 W
20	3218.6 W
25	3343.6 W
30	3281.1 W
35	3406.11 W
40	4156.13 W

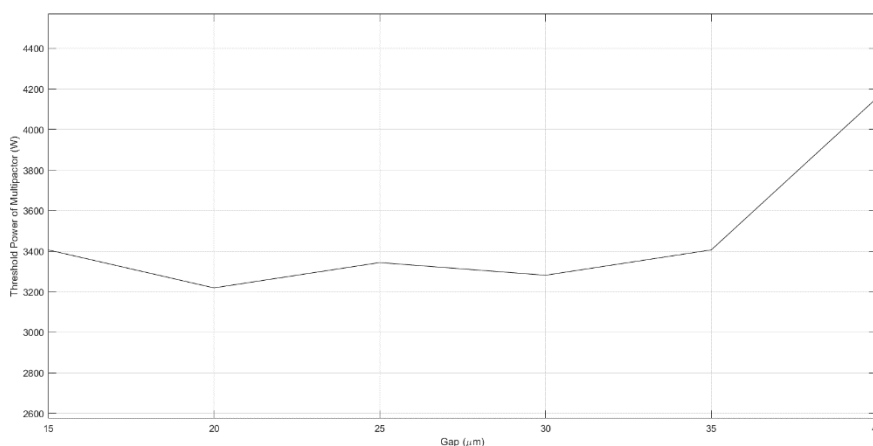


Fig. 3.4.4. Potencia umbral para distintos valores de gap

En el gráfico presentado, se puede observar que existe un comportamiento relativamente constante en cuanto al aumento del valor del gap, con pocas variaciones significativas. Sin embargo, es importante destacar que en el último valor se aprecia una diferencia ligeramente mayor, aunque no resulta ser significativa en gran medida.

3.5. Campo eléctrico y comportamiento en frecuencia

El análisis de los campos y la respuesta en frecuencia es también un estudio fundamental que ha de llevarse a cabo. Aunque los resultados de la potencia umbral de multipactor sean favorables, el propósito principal de la guía de onda es el de transmitir señal a mayor o menor potencia, garantizando que los parámetros S sean lo suficientemente aceptables para asegurar que el dispositivo cumpla con las funcionalidades requeridas durante la comunicación.

En esta sección, examinaremos los parámetros y el comportamiento de los campos en nuestro dispositivo, comparándolos constantemente con la configuración inicial del gap mencionada anteriormente [1]. Para ambos casos, consideraremos el valor máximo permitido de gap: 20 micras para la configuración con el gap arriba y 40 micras para la configuración con el gap centrado.

Calculamos los parámetros S para ambas configuraciones y obtenemos las gráficas representadas en las siguientes figuras:

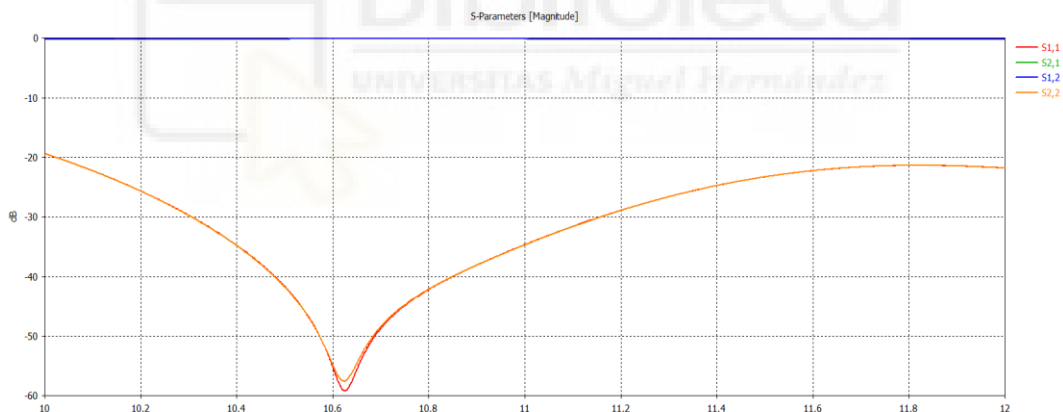


Fig. 3.5.1. Parámetros S de la GGW con gap centrado de 40 micras.

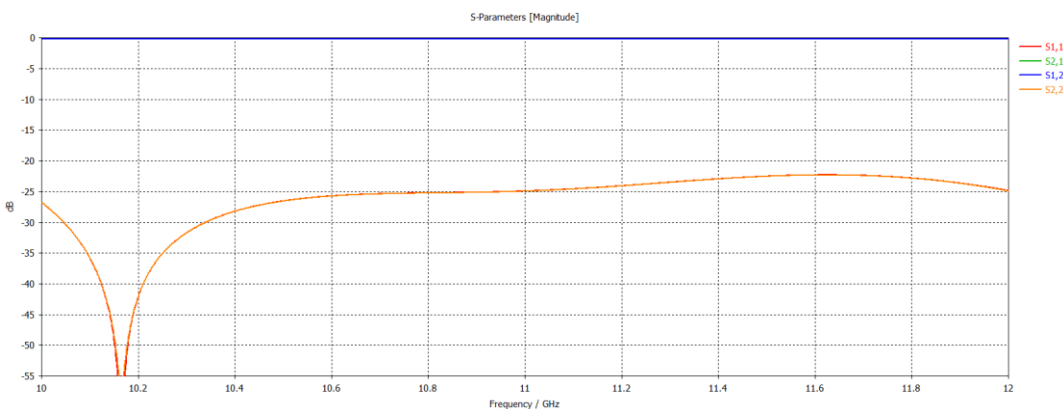


Fig. 3.5.2. Parámetros S de la GGW con gap arriba de 20 micras.

Como se puede observar en la gráfica, tanto para la configuración con el gap centrado de 40 micras como para la configuración con el gap arriba de 20 micras, se obtiene una respuesta en frecuencia estable y sin problemas de desadaptación. Sin embargo, se puede apreciar que la adaptación es ligeramente mejor en la configuración con el gap centrado, aunque en la configuración con el gap arriba se logra una adaptación más constante en toda la banda.

Además, al realizar simulaciones en vídeo de la descarga de multipactor, se observó que ninguna de las frecuencias estudiadas para el gap de 40 micras presentaba descargas en la zona de los pines.

A continuación, se realizará un barrido en frecuencia y se calculará el valor de la potencia umbral para cada frecuencia en el rango de 10 a 12 GHz. Los resultados se mostrarán en la figura 3.5.4.

TABLA 3.5.1. POTENCIA UMBRAL PARA LAS FRECUENCIAS DE 10 A 12 GHz DE LA GGW CON PIN DE 40 MICRAS

PIN CON GAP DE 40 MICRAS	
FRECUENCIA (GHz)	POTENCIA UMBRAL
10	2015.56 W
10.5	2390.57 W
11	2781.07 W
11.5	3031.09 W
12	4093.63 W

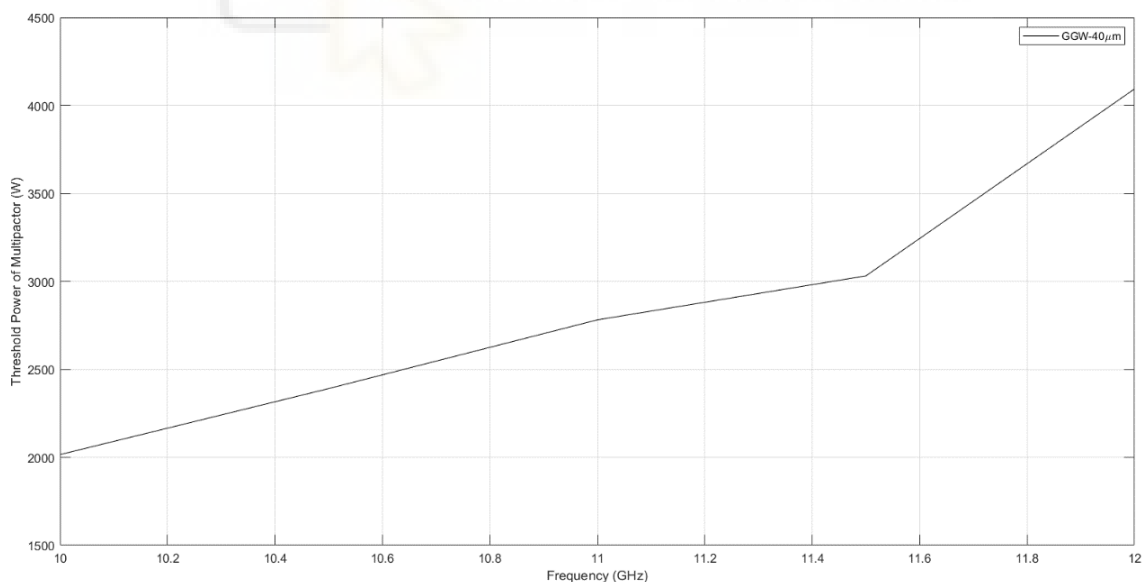


Fig. 3.5.3. Potencia umbral para las frecuencias de 10 a 12 GHz de la GGW con pin de 40 micras de gap central

En la gráfica presentada, se puede observar claramente que a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, el valor de la potencia umbral de multipactor incrementa de manera aproximadamente lineal. Sin embargo, se detecta una anomalía en el valor de 11.5 GHz, ya que es menor de lo esperado en comparación con la tendencia lineal observada en las otras frecuencias. Para abordar esta anomalía, se han realizado múltiples simulaciones adicionales específicamente para el valor

de 11.5 GHz. A pesar de ello, los resultados obtenidos se mantienen consistentes y muestran el mismo valor de potencia umbral.

A pesar de esta discrepancia, se puede considerar que el valor obtenido para 11.5 GHz es fiable, dado que se ha realizado un análisis exhaustivo y se han obtenido resultados consistentes en todas las simulaciones realizadas. Es importante tener en cuenta esta anomalía al interpretar los resultados y considerar posibles implicaciones en el diseño y funcionamiento del dispositivo en esa frecuencia en particular. Esta observación se encuentra detallada en el apartado de anotaciones del estudio.

A continuación, realizaremos un análisis de la intensidad del campo eléctrico en la zona intermedia al gap del pin para las dos configuraciones de la guía: con el gap en los pines a media altura y con el gap arriba. Para ello, se llevarán a cabo simulaciones específicas en las que se estudiará la distribución del campo eléctrico en ambas configuraciones. A partir de los resultados obtenidos, se podrán comparar y analizar las diferencias en la intensidad del campo eléctrico en la zona intermedia al gap del pin.

Una vez completadas las simulaciones, se presentarán los datos obtenidos en forma de gráficas o tablas para facilitar la visualización y el análisis de los resultados. Estos datos permitirán evaluar la influencia de la configuración del gap en la distribución del campo eléctrico y su posible impacto en el rendimiento y funcionamiento del dispositivo. Es importante destacar que este análisis proporcionará información adicional para comprender mejor el comportamiento de las diferentes configuraciones de la guía y su relación con la intensidad del campo eléctrico en la zona intermedia al gap del pin.

12 GHz

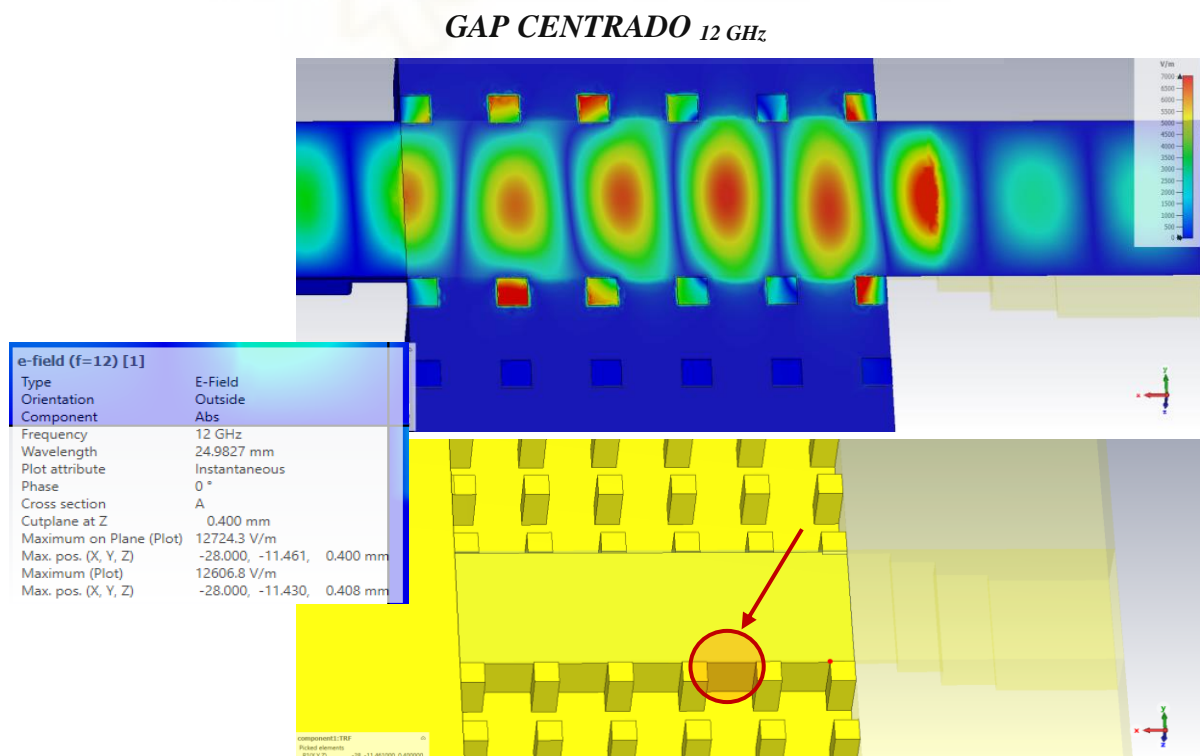


Fig. 3.5.4. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 12 GHz.

GAP ARRIBA 12 GHz

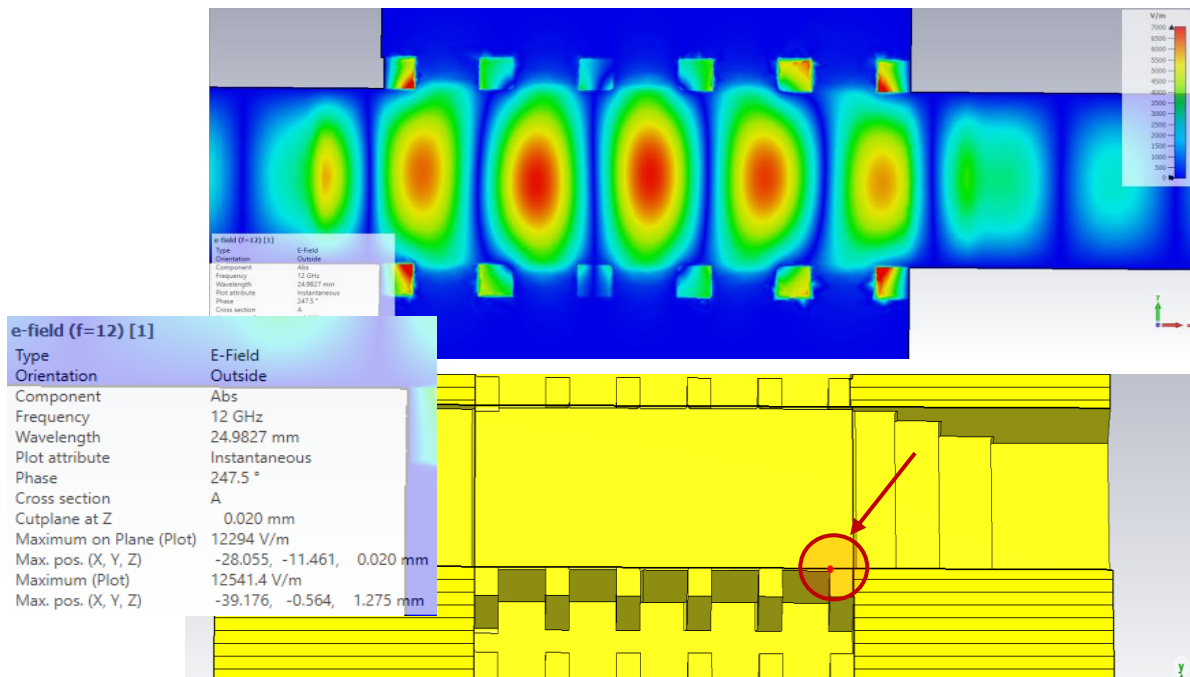


Fig. 3.5.5. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 12 GHz.

11 GHz

GAP CENTRADO 11 GHz

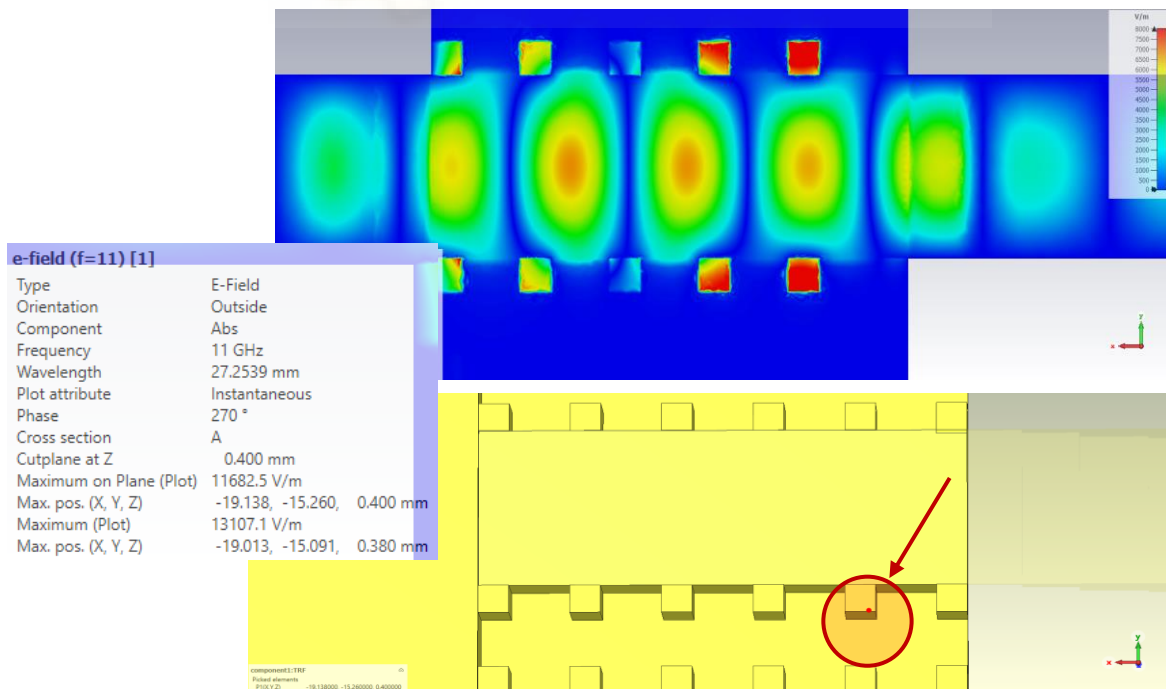


Fig. 3.5.6. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 11 GHz.

GAP ARRIBA 11 GHz

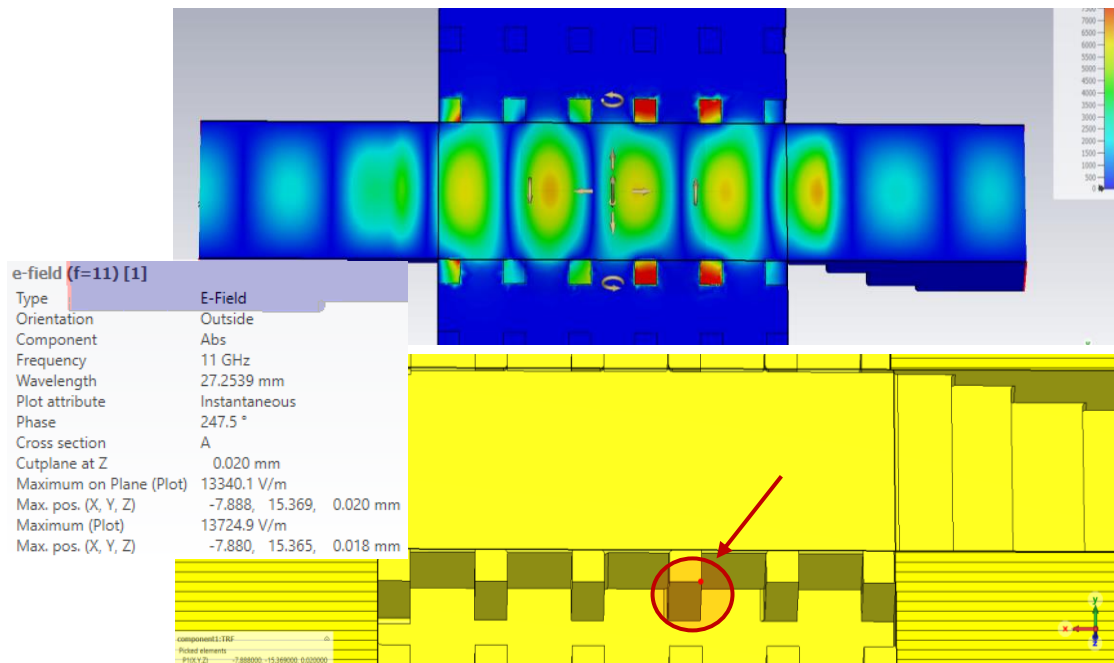


Fig. 3.5.7. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 11 GHz.



10 GHz

GAP CENTRADO 10 GHz

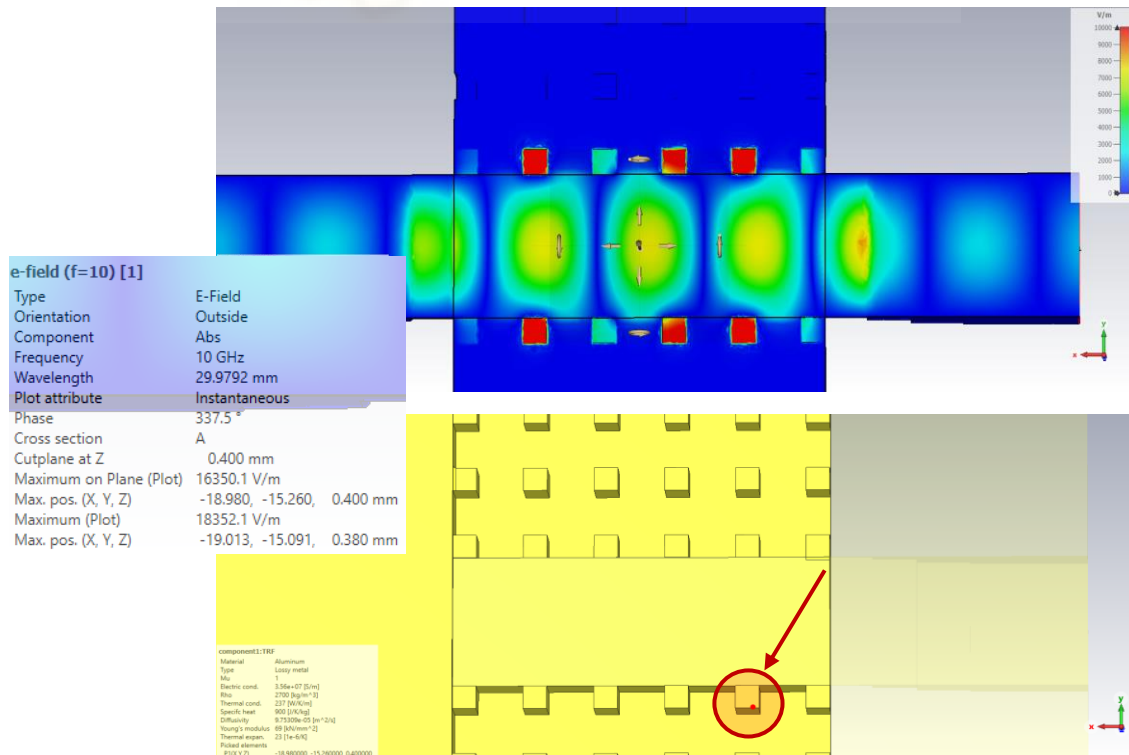


Fig. 3.5.8. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap centrado a 10 GHz.

GAP ARRIBA 10 GHz

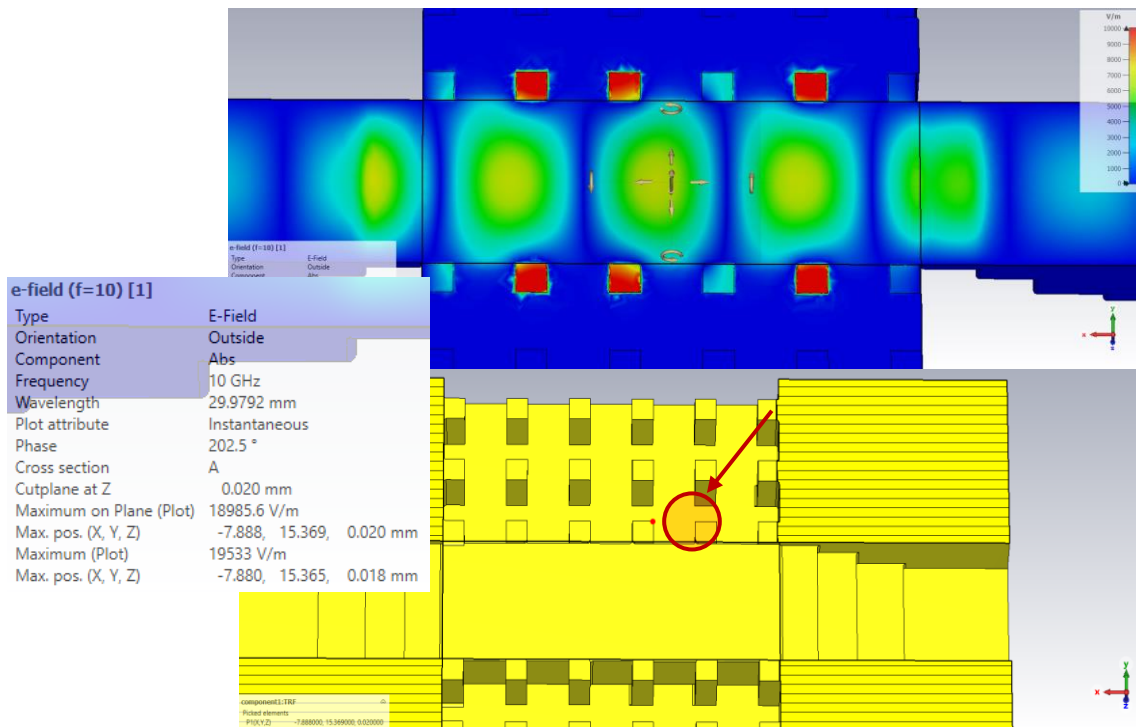


Fig. 3.5.9. Localización del máximo de campo eléctrico en la GGW con gap arriba a 10 GHz.

De las imágenes anteriores, podemos observar que, para todos los casos, el máximo de campo se encuentra siempre en las zonas de las esquinas de los pines, y si analizamos los valores del campo máximo para cada frecuencia, en las dos guías obtenemos la gráfica de la Fig. 10, y en formato tabla la tabla VII.

TABLA 3.5.3. VALORES DE CAMPO MÁXIMO PARA LAS DIFERENTES GGW

Frecuencia [GHz]	Máximo valor de campo en el plano central del gap [V/m]	
	GGWG con Gap centrado de 40 micras	GGWG con Gap arriba de 40 micras
10	16350.1	18985.6
11	11682.5	13340.1
12	12724.3	12294

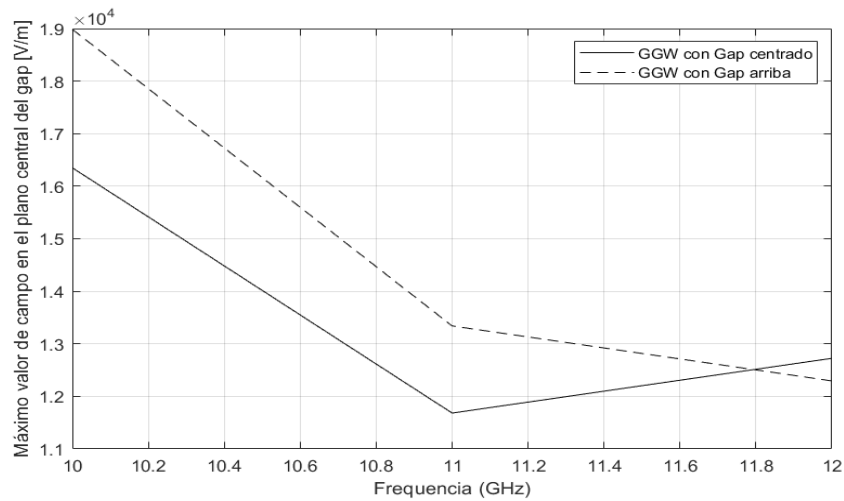


Fig. 3.5.10. Valores de campo máximo para las diferentes GGW

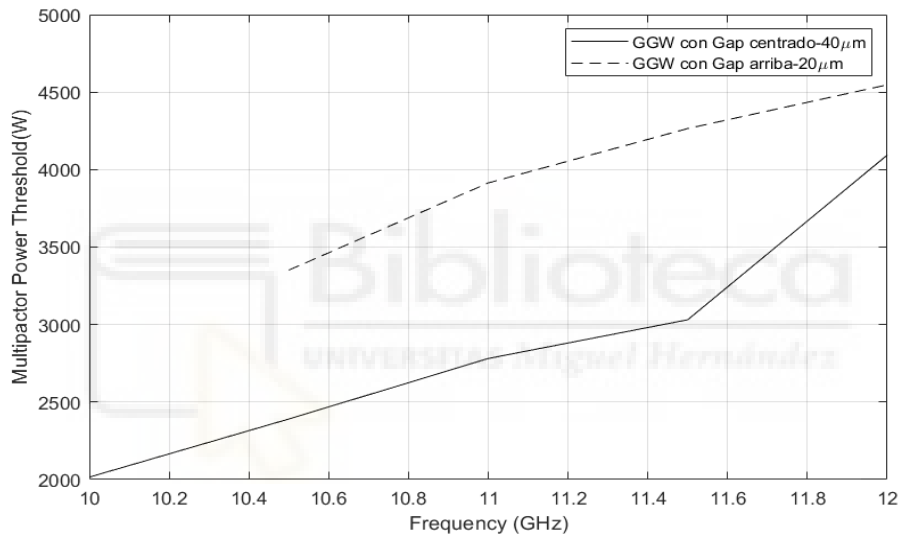


Fig. 3.5.11. Potencia umbral de multipactor para las GGW con gap centrado de 40 micras y con gap arriba de 20 micras [1].

A partir de la Fig. 3.5.10. vemos como por lo general, en la GGW con el gap centrado el campo eléctrico máximo es más elevado en comparación con la GGW de [1] con el gap arriba de 20 micras.

Además, al analizar la Fig. 3.5.11, se puede apreciar que la potencia umbral de multipactor en la GGW con gap arriba es considerablemente mejor en comparación con la GGW de [1] con el gap arriba de 20 micras. Los datos correspondientes a la última fila de la Tabla VI de [1] (Tabla 3.5.4) representan la potencia umbral de multipactor de la GGW con gap arriba.

Estos resultados indican que la configuración con el gap arriba proporciona mejores valores de potencia umbral de multipactor en comparación con la configuración con el gap centrado. Sin embargo, es importante tener en cuenta que los resultados obtenidos están basados en las condiciones específicas y los parámetros utilizados en las simulaciones, y pueden variar en función de diferentes factores y configuraciones.

En resumen, tanto el análisis del campo eléctrico como el estudio de la potencia umbral de multipactor muestran que la configuración con el gap arriba de 20 micras ofrece ventajas en

términos de adaptación y resistencia al multipactor en comparación con la configuración con el gap centrado de 40 micras.

TABLA 3.5.4. ÚLTIMA FILA DE LA TABLA VI DE [1]

Frequency (GHz)	10.5	11	11.5	12
GGW SPARK3D	3351	3914	4265	4547

Al comparar los máximos de campo en la zona central de la guía en diferentes configuraciones de la GGW, se pueden observar diferencias en los valores obtenidos. Estas diferencias pueden deberse a diversos factores, como la geometría de la guía, la frecuencia de operación y la ubicación del gap. Para realizar una comparación precisa, es necesario analizar los resultados de las simulaciones específicas y examinar los valores máximos de campo eléctrico en cada caso. Este análisis proporciona información adicional sobre la distribución y la intensidad de los campos eléctricos, lo cual es relevante para evaluar el rendimiento y la eficiencia del dispositivo en la transmisión de señales de microondas.

GAP (20 micras) ARRIBA

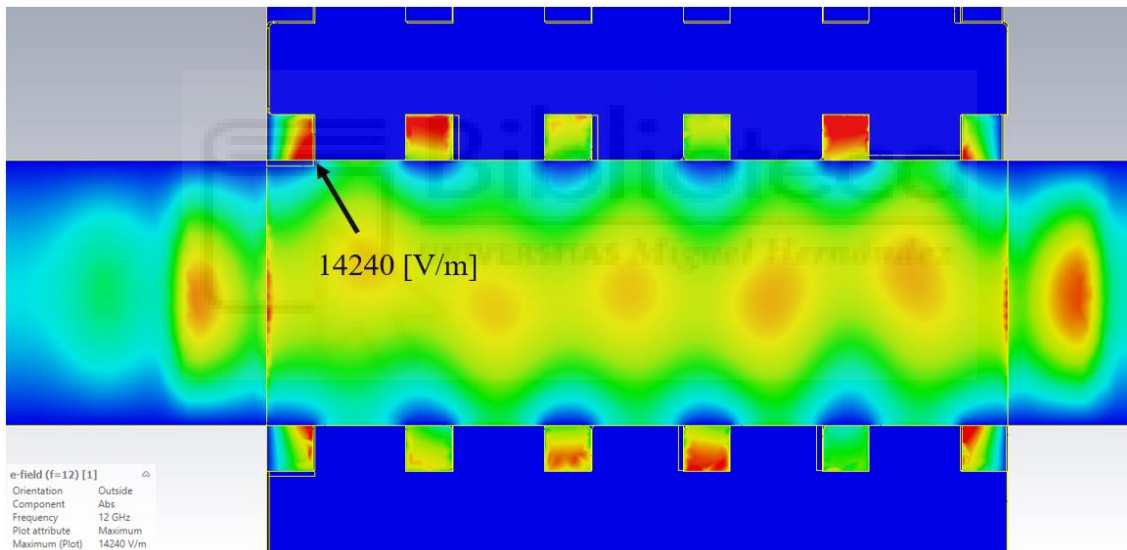


Fig. 3.5.12. Máximo total de campo eléctrico en la GGW con gap arriba.

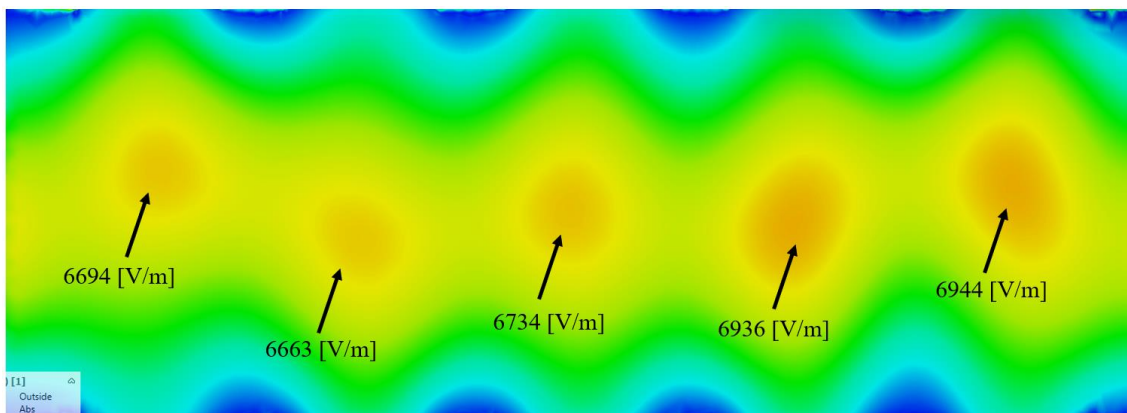


Fig. 3.5.13. Máximos de campo eléctrico en la zona central de la GGW con gap arriba.

GAP (40 micras) CENTRADO

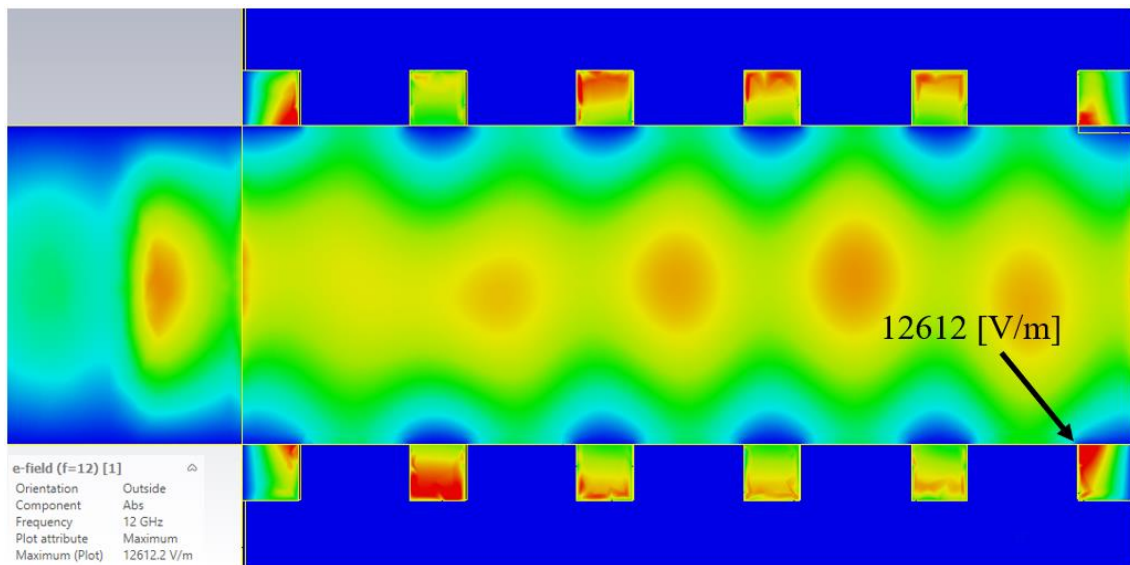


Fig. 3.5.14. Máximo total de campo eléctrico en la GGW con gap centrado.

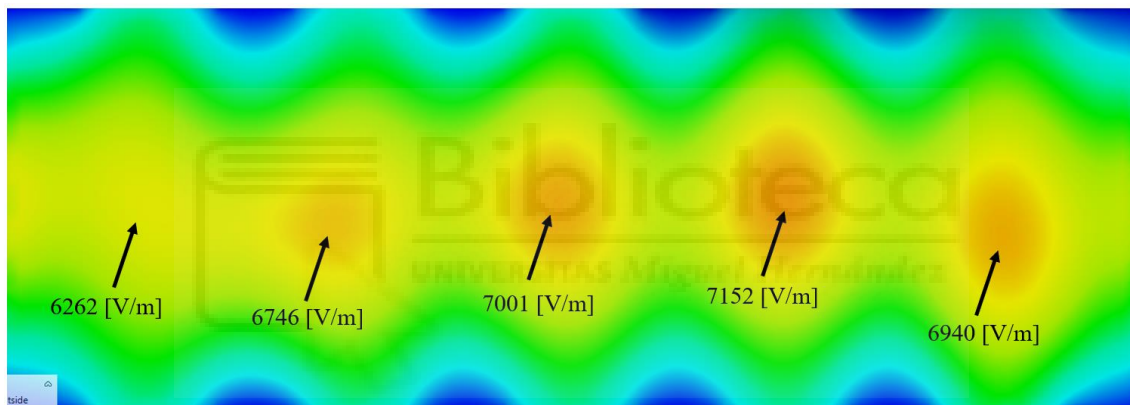


Fig. 3.5.15. Máximos de campo eléctrico en la zona central de la GGW con gap centrado.

Lo que hemos hecho ha sido representar un gradiente del máximo de intensidad de campo eléctrico en la guía a lo largo de la excitación de tal manera que podemos ver en qué zonas el campo se hace mayor en el interior de la guía, obteniendo que cuando el gap en el pin está centrado, el campo es un poco mayor en el interior de la guía, por otro lado, el máximo en toda la estructura se produce en ambos casos en los pines y en el caso de la GGW con el pin arriba la intensidad máxima de campo es superior a la de la GGW con el gap centrado.

Esto puede explicar el por qué hemos obtenido potencias umbrales de multipactor menores en la segunda configuración (gap centrado) y suponemos que es debido a que, al estar el gap centrado, los campos en la guía son más intensos en esa zona central en concreto, provocando que la descarga de multipactor requiera de menos potencia para suceder.

3.6. Anotaciones

Durante las simulaciones en SPARK3D, se utilizó un criterio de 10 en lugar del criterio de 100 utilizado en [1]. Esto podría resultar en una mayor imprecisión en los resultados de las potencias umbrales, lo que posiblemente resulte en valores menores en comparación con los obtenidos en [1]. Para verificar esta suposición, se realizaron simulaciones en la guía de gap centrado a 11.5 GHz utilizando ambos criterios. Los resultados mostraron que las potencias umbrales obtenidas fueron prácticamente iguales, con una diferencia insignificante de aproximadamente un 2%. Específicamente, se obtuvo una potencia umbral de 3031 W para el criterio de 10 y 2968 W para el criterio de 100, lo cual fue aún menor de lo esperado.

3.7. Conclusión

En el estudio realizado sobre la guía de onda con gap entre pines a mitad de altura, se ha encontrado que se puede permitir un gap de 40 micras, el doble del valor obtenido en [1] (20 micras). Esto indica que existe una mayor tolerancia en la fabricación de la guía de onda, lo cual asegura que no se producirá la descarga de multipactor. Sin embargo, a cambio de esta mayor tolerancia, se obtiene una potencia umbral de multipactor significativamente menor.

Además, se ha observado que el valor máximo del campo eléctrico en los pines se encuentra siempre en las esquinas de los pines, y en general, es superior en la guía con gap arriba para las diferentes frecuencias estudiadas. Esta información puede ser útil para evitar el efecto de la descarga de multipactor en las tecnologías de guías de onda.

En resumen, este capítulo del estudio ha permitido aprender la metodología para realizar un análisis completo del multipactor al comparar dos guías de onda con un parámetro variable. Sin embargo, los resultados obtenidos no han mostrado ninguna ventaja significativa de la nueva tecnología empleada (guía de onda con gap centrado) en términos de potencia umbral de multipactor.

Capítulo 4

4. MULTIPACTOR EN RIDGE GAP WAVEGUIDE

4.1. Introducción

En este capítulo, se realizará un estudio de multipactor en la guía Ridge Gap Waveguide (RGW), que es otro modelo de Gap Waveguide con ventajas teóricas. A diferencia del capítulo anterior, en este caso se diseñará la guía desde cero, partiendo de un modelo inicial arbitrario. El objetivo será analizar cómo la variación de los parámetros principales de la guía RGW afecta a la propagación de señales y, específicamente, a las potencias máximas que se pueden transmitir antes de que ocurra una descarga de multipactor.

El proceso de estudio de la guía RGW comenzará con el análisis de la celda unidad de los pines para obtener una stopband específica dentro del rango de frecuencias de trabajo. Luego se examinarán los diagramas de dispersión para garantizar que la propagación sea monomodal dentro del rango deseado. A continuación, se analizarán los parámetros S para asegurar una buena adaptación y preservar la calidad de la señal transmitida.

Una vez que se haya diseñado una guía que cumpla con los requisitos establecidos, se llevará a cabo un estudio para investigar cómo los parámetros más importantes de la guía RGW, como la altura y anchura del ridge, y la separación de los pines en el ridge central, afectan a la potencia umbral de multipactor.

Por último, se diseñará una etapa de adaptación para conectar la guía RGW a los equipos de medición en el laboratorio, con el fin de realizar medidas experimentales para verificar los resultados obtenidos en el estudio de multipactor.

Este capítulo se enfocará en el diseño detallado y el análisis exhaustivo de la guía RGW, con el objetivo de comprender cómo afectan sus parámetros a la propagación de señales y a la potencia umbral de multipactor.

4.2. Características de la guía

Las guías RGW se caracterizan por tener una cresta o *ridge* en la zona central por donde se propagarán los campos electromagnéticos y camas de pines dispuestos siguiendo una periodicidad espacial, d , a los laterales de la vía, que actuarán como barrera creando una zona de propagación prohibida para los campos.

En este estudio variaremos primero los parámetros $aRidge$ y $hRidge$, y veremos cómo afecta a la potencia umbral de multipactor.

Partiremos una configuración inicial tal que: $a = 5.325$ [mm], $HG = 6.477$ [mm], $gap = 1.1$ [mm], $d = 3.25$ [mm], $apin = 1.5$ [mm], $hpin = 5.337$ [mm], $aRidge = 3$ [mm] y $hRidge = 5.337$ [mm].

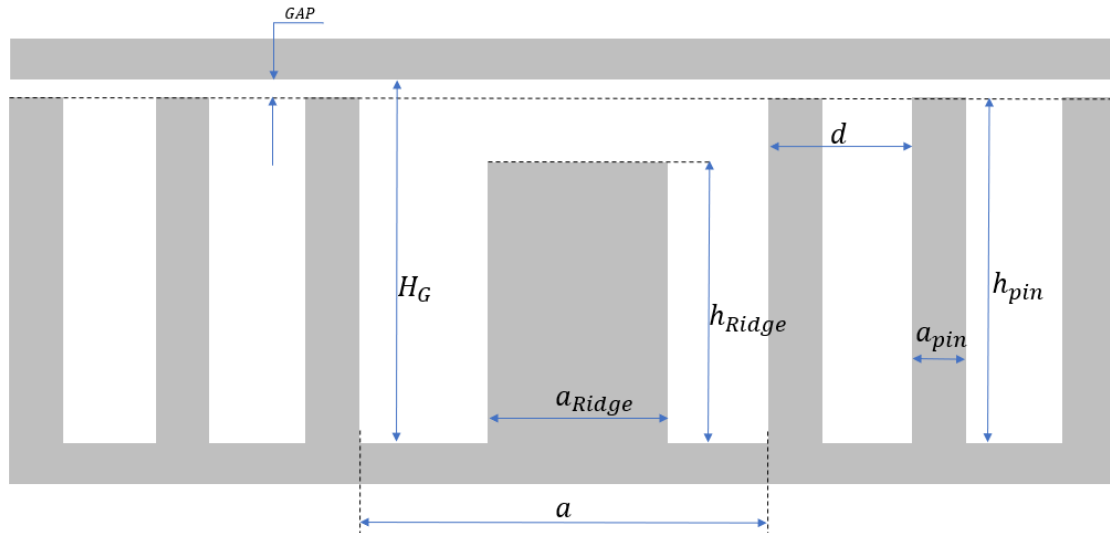


Fig. 4.2.1. Representación geométrica de los parámetros de diseño de una guía RGW genérica.

Para la guía inicial tenemos que la altura del ridge es igual a la de los pines, como se puede ver en la Fig. 4.2.2.

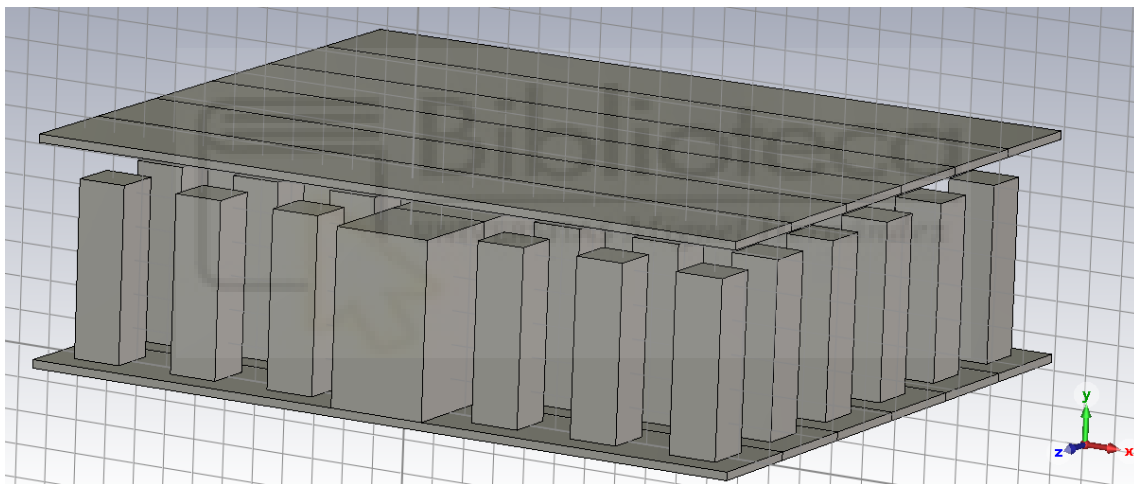


Fig. 4.2.2. RGW bajo estudio en CST

El modelo inicial de la guía RGW que se ha utilizado en este estudio ha sido diseñado con dimensiones específicas para garantizar una buena respuesta en frecuencia y una propagación monomodal en el rango espectral de interés, que va desde 17 GHz hasta 18 GHz.

Las dimensiones de los pines, que incluyen el ancho, el alto y el periodo, así como las dimensiones del ridge, que incluyen la altura, la anchura y la separación de los pines, han sido cuidadosamente seleccionadas para lograr estos objetivos.

Con estas dimensiones iniciales, se ha obtenido una propagación monomodal dentro del rango de frecuencias deseado, lo que significa que la guía es capaz de transmitir una única señal sin dispersión ni distorsión significativa. Además, se ha logrado una buena adaptación de la guía, lo que implica que la señal se acopla eficientemente a la guía sin generar reflexiones o pérdidas significativas.

Estas características iniciales de la guía RGW proporcionan una base sólida para realizar el estudio de multipactor y analizar cómo la variación de los parámetros afecta a la potencia umbral de multipactor en el rango de frecuencias de interés.

4.3. Convergencia de la simulación de multipactor

Realizar un análisis de convergencia es una práctica común en simulaciones numéricas para determinar la población inicial de electrones adecuada que proporcione resultados fiables y eficientes computacionalmente. En este caso, el objetivo es determinar la población inicial de electrones que garantice resultados consistentes en términos de la potencia umbral de multipactor.

Para realizar este análisis, se simularán diferentes configuraciones iniciales con poblaciones de electrones variables. Se comenzará con una población inicial relativamente baja y se irá aumentando gradualmente para evaluar cómo afecta a la potencia umbral de multipactor. Se registrarán los valores de potencia umbral obtenidos en cada configuración y se analizará la tendencia y estabilidad de los resultados a medida que la población inicial se incrementa.

El objetivo es identificar un punto de convergencia en el que aumentar aún más la población inicial no tenga un impacto significativo en los resultados obtenidos. En ese punto, se seleccionará una población inicial que proporcione resultados fiables y eficientes computacionalmente, evitando utilizar una población excesiva que pueda aumentar innecesariamente el tiempo de simulación.

Una vez determinada la configuración inicial óptima, se utilizará esa población inicial constante en las simulaciones subsiguientes para el estudio de multipactor en la guía RGW. Esto permitirá obtener resultados confiables y comparables en todo el análisis realizado.

TABLA 4.3.1. ANÁLISIS DE CONVERGENCIA DE LAS SOLUCIONES DE P_{th} DE MP PARA DIFERENTES POBLACIONES INICIALES EN LA CONFIGURACIÓN DE SPARK3D

Electrones	P_{th} [W]
2500	695
3750	668
5000	668
7500	668
10000	668

Basándonos en los resultados de la Tabla 4.3.1., donde se observa que no hay diferencias significativas en la potencia umbral de multipactor al aumentar la población inicial de electrones en la guía, podemos concluir que podemos trabajar con una población inicial de 5000 electrones.

Esto implica que no es necesario utilizar una población inicial mucho mayor, lo que a su vez reduce el costo computacional de las simulaciones. Al seleccionar 5000 electrones como población inicial, obtenemos resultados fiables sin comprometer en gran medida el tiempo de simulación.

Es importante destacar que la elección de la población inicial debe equilibrar la precisión de los resultados y el tiempo computacional requerido. En este caso, parece que una población de 5000 electrones es suficiente para obtener resultados confiables sin incurrir en un costo computacional excesivo.

Con esta población inicial definida, podemos proceder a realizar las simulaciones de multipactor en la guía RGW para analizar cómo varían los parámetros y su impacto en la potencia umbral.

4.4. Análisis de la celda unidad

El cálculo del diagrama de dispersión de la celda unidad de un pin en la guía RGW nos permite analizar cómo varían las frecuencias de propagación en función de las dimensiones de la celda. Al ajustar las dimensiones de la celda unidad, podemos definir una stopband alrededor del rango de frecuencias deseado.

La stopband es una banda de frecuencia en la cual la propagación de las ondas se ve atenuada o bloqueada debido a fenómenos de interferencia constructiva y destructiva. Al diseñar la celda unidad de los pines con dimensiones adecuadas, podemos lograr que ciertas frecuencias caigan dentro de la stopband, lo que significa que no se propagarán a través de la guía RGW.

Por lo tanto, al ajustar las dimensiones de la celda unidad de los pines, podemos controlar el rango de frecuencias en el cual la guía RGW permitirá la propagación monomodal, es decir, la propagación de un único modo.

Este análisis del diagrama de dispersión de la celda unidad nos permite diseñar la guía RGW de manera que se adapte a nuestras necesidades de frecuencia de trabajo y nos asegure una propagación monomodal dentro de ese rango.

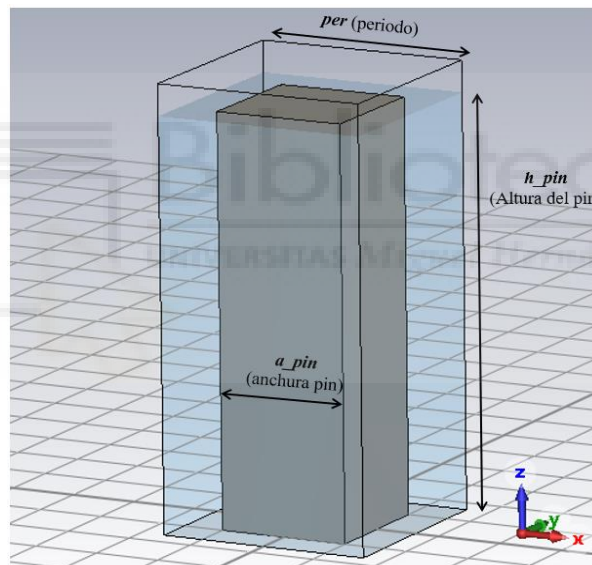


Fig. 4.4.1. Variables a tener en cuenta en la celda unidad de un pin.

Para diseñar la guía RGW de acuerdo con nuestras especificaciones, estableceremos las siguientes relaciones entre las dimensiones de la guía y el pin:

- El gap entre las placas plano-paralelas será aproximadamente un sexto de la altura total de la guía RGW, como se hizo en [4].
- La altura del pin (h_{pin}) será igual a la altura de la guía estándar WR-51 menos el gap mencionado en el punto anterior. En este caso, la altura de la guía WR-51 es de 6.477 mm, por lo que h_{pin} será igual a 5.377 mm.

Con estas relaciones establecidas, nos quedará ajustar las dimensiones a_{pin} y per de la celda unidad de los pines para lograr que la stopband se encuentre centrada en aproximadamente 17 GHz, según nuestros requisitos de diseño.

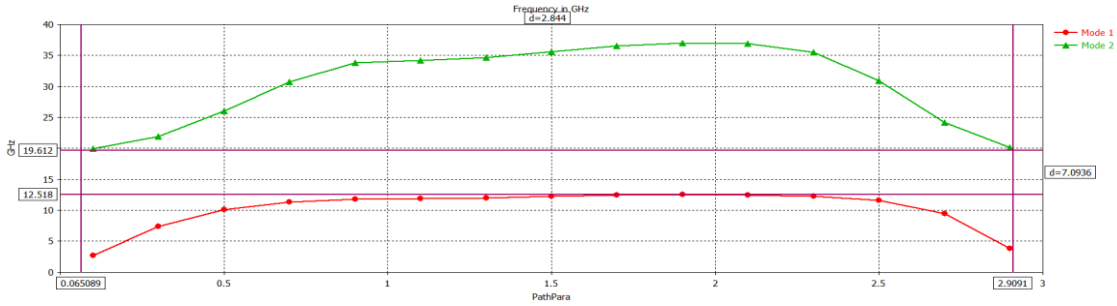


Fig. 4.4.2. Stopband de la celda unidad de un pin con $h_{pin} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 2$ mm y $per = 3.25$ mm.

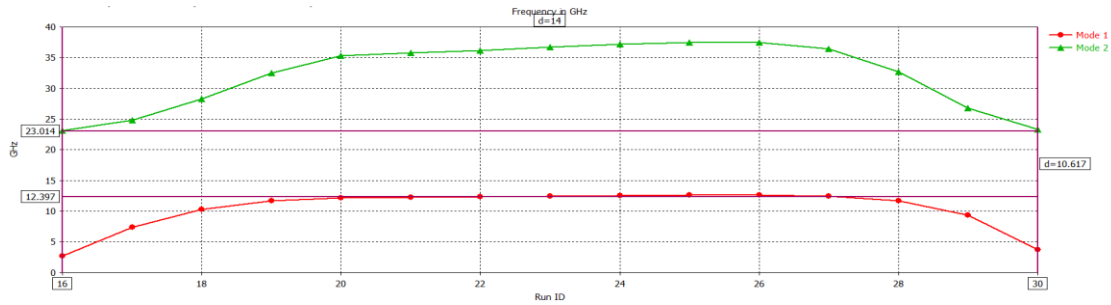


Fig. 4.4.3. Stopband de la celda unidad de un pin con $h_{pin} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm y $per = 3.25$ mm.

Después de realizar varias combinaciones de las variables, encontramos que los parámetros $a_{pin} = 0.5$ mm y $per = 3.25$ mm nos proporcionan una stopband centrada en aproximadamente 17.7 GHz, como se muestra en la Figura 3. Por lo tanto, a partir de ahora utilizaremos estos valores para el diseño de la guía RGW.

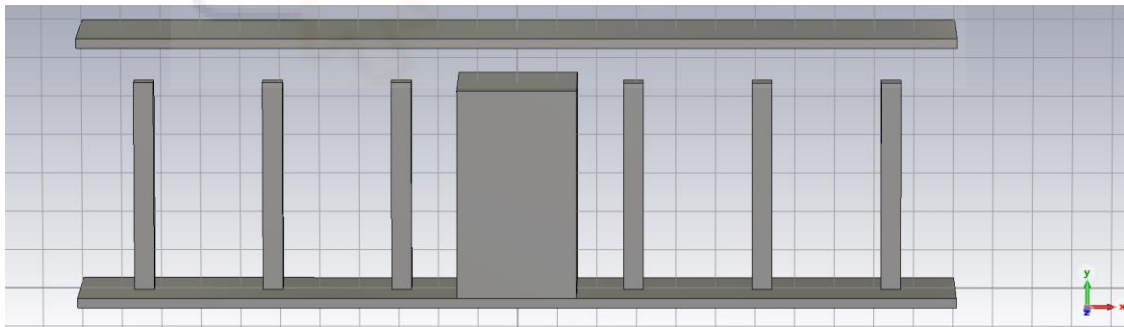


Fig. 4.4.4. Celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

Al usar esa configuración para la estructura de pines periódica obtenemos una celda unidad como la de la Fig. 4.4.4., vemos que los pines quedan proporcionalmente muy pequeños respecto del ridge.

Podemos ver los diagramas de dispersión de la estructura correspondiente a la Fig. 4.4.4. en la Fig. 4.4.5.

A priori podemos ver como conseguimos un rango de trabajo con propagación monomodal de unos 12 a 21 GHz, luego se consigue la banda de trabajo buscada, pero si visualizamos una animación del campo sobre la celda (Fig. 4.4.6) observamos que el campo se escapa como podíamos esperar, por la cama de pines, dado que estos son muy finos.

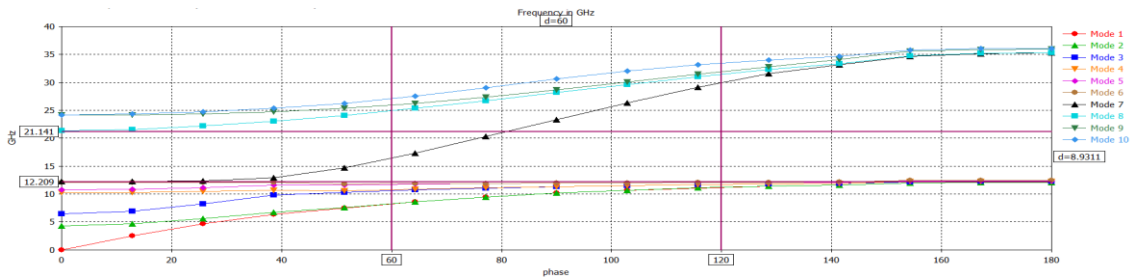


Fig. 4.4.5. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

De esta forma, enfatizamos en que, pese a que los resultados que obtengamos de una medida sean prometedores, hay que comprobar que se cumplan los requisitos en todos los aspectos posibles, en este caso, no se cumplía el requisito de que el campo ha de estar confinado en la zona central o ridge.

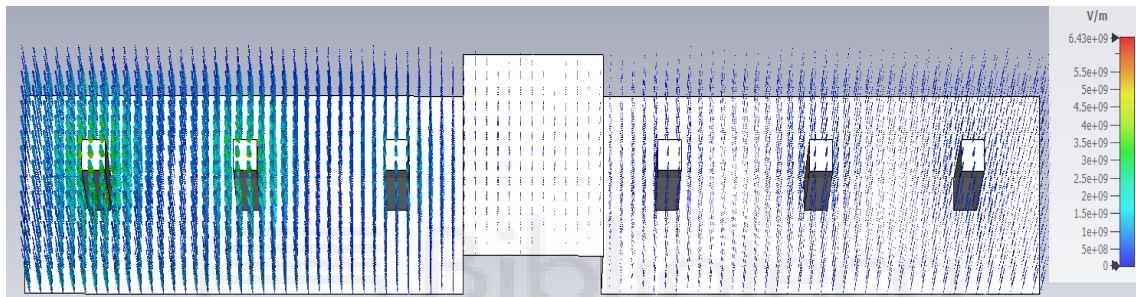


Fig. 4.4.6. Campo eléctrico en la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 0.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

Vistos estos resultados, tendremos que probar con otra configuración para el pin y ver de nuevo que ocurre con los diagramas de dispersión y comprobar que el campo se propaga por el ridge. Intentaremos ir variando las características del pin en el fichero de la celda unidad de la guía RGW.

Tras varias simulaciones, encontramos que para una configuración tal que $h_{ridge} = h_{pin} = 5.377$ mm, $a_{ridge} = 3$ mm, $gap = 1.1$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $per = 3.25$ mm, $w = 0.25$ mm, producimos una propagación monomodal entre 12 y 20 GHz como podemos ver en la Fig. 4.4.7.

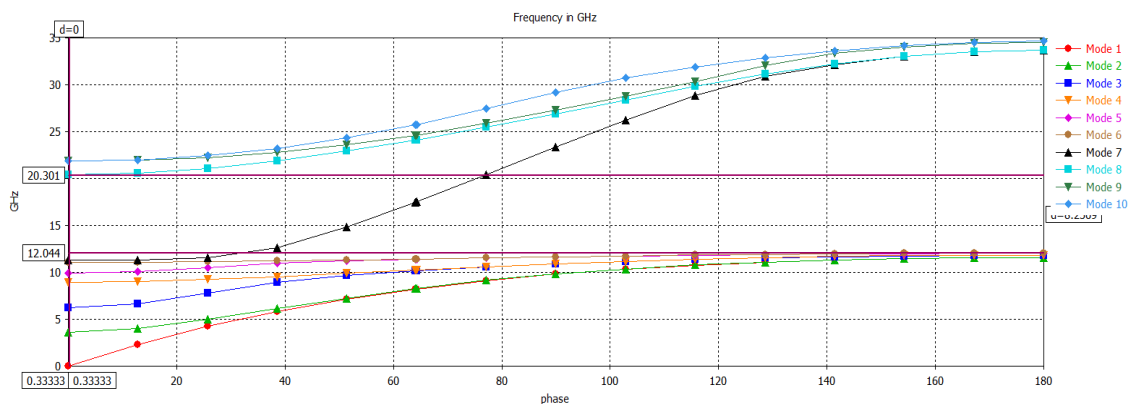


Fig. 4.4.7. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

Además, podemos ver que el campo no se escapa por la cama de pines, si no que se concentra en la zona central de la RGW (Fig. 4.4.8).

Dado que esta configuración ha resultado exitosa en cuanto a su análisis de dispersión en la zona de trabajo deseada, y, además, se ha comprobado que el campo se concentra en el centro de nuestro tramo de guía, trabajaremos con esta configuración en su futuro análisis de Multipactor.

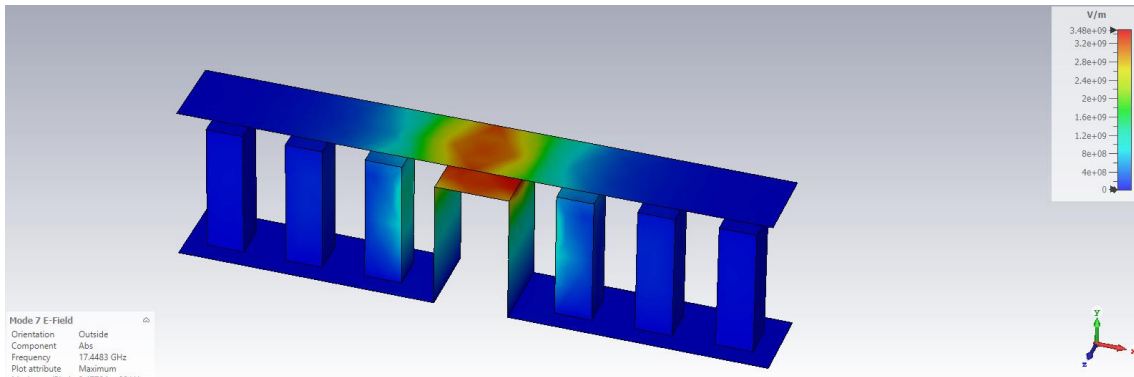


Fig. 4.4.8. Máximo de campo eléctrico a 17.45 GHz en la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

4.5. Cálculo de la potencia umbral de multipactor

Finalmente, con una configuración inicial tal que: $a = 5.325$ [mm], $HG = 6.437$ [mm], $gap = 1.1$ [mm], $d = 3.25$ [mm], $a_{pin} = 1.5$ [mm], $h_{pin} = 5.337$ [mm], $a_{Ridge} = 3$ [mm] y $h_{Ridge} = 5.337$ [mm].

Dicha configuración presenta las siguientes curvas de dispersión, proporcionándonos propagación monomodo en un rango muy superior al mínimo necesario, cubriendo desde los 12 hasta los 20 GHz.

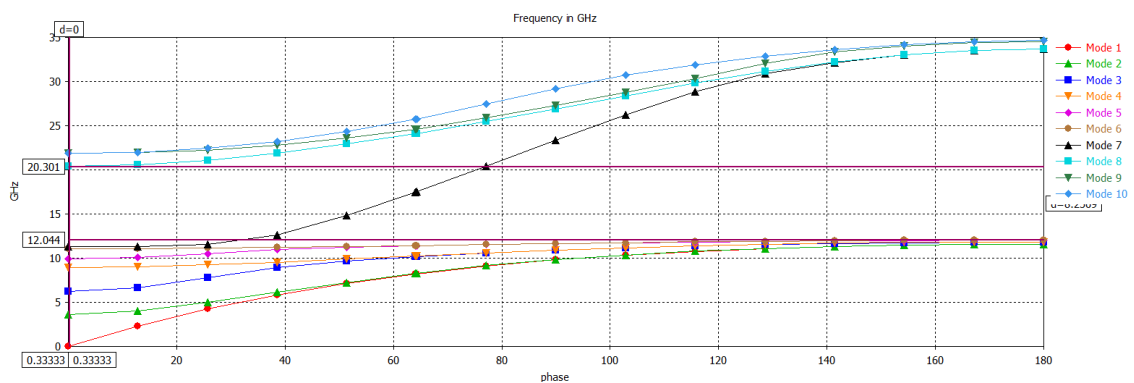


Fig. 4.5.1. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $h_{pin} = h_{ridge} = 5.377$ mm, $a_{pin} = 1.5$ mm, $a_{ridge} = 3$, $gap = 1.1$ mm, $per = 3.25$ mm.

Podemos visualizar también como es la adaptación en la siguiente gráfica, obteniendo unos valores muy buenos en el rango de trabajo de 17 a 18 GHz con unos parámetros S_{11} y S_{22} rozando los -30 dB, lo cual garantiza que no se produzca apenas degradación de la señal debida a la desadaptación:

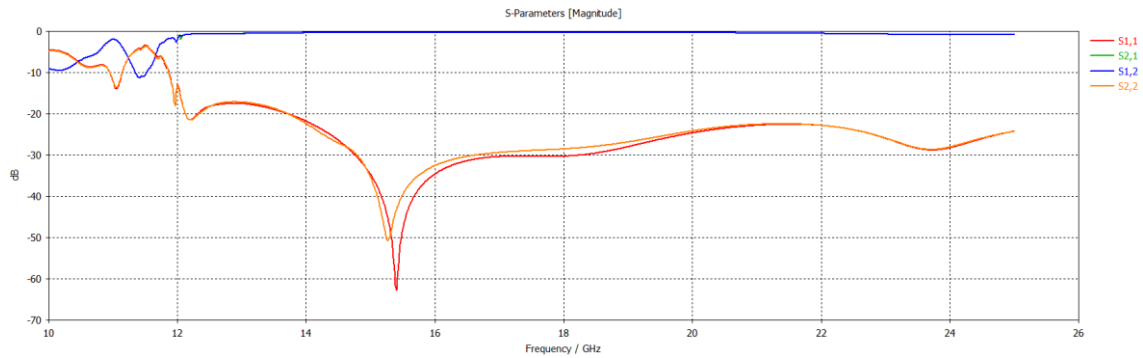


Fig. 4.5.2. Parámetros S de la RGW

Podemos comprobar como se concentra el campo en el ridge, más concretamente en los bordes de ésta:

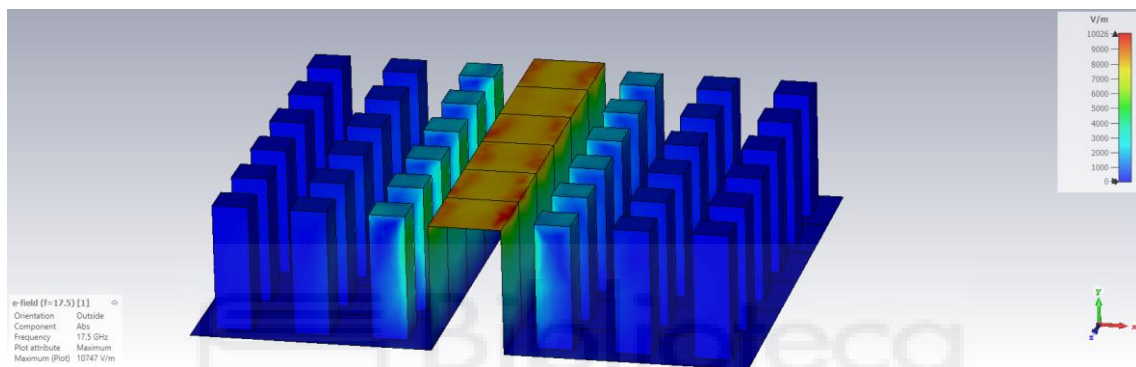


Fig. 4.5.3. Intensidad de campo eléctrico en la RGW

Como habíamos comentado, vamos a analizar cómo se comporta la potencia umbral a medida que variamos los parámetros anchura y altura del ridge de nuestra RGW.

A la hora de variar la altura del ridge debemos tener en cuenta que esta no se aleje mucho del valor de la altura de los pines, por ello seleccionamos unos valores arbitrarios (4, 4.5, 5, 5.38 [mm]) que se encuentran relativamente próximos al valor inicial.

Si agrupamos todos los valores calculados obtenemos una tabla como la siguiente (Tabla. 4.5.1).

TABLA 4.5.1. POTENCIA UMBRAL DE MULTIPACTOR [W] PARA DIFERENTES VALORES DE ALTURA Y ANCHURA DEL RIDGE

Ridge Width [mm]	3,0	3.5	4,0	4.5	5,0
Ridge Height [mm]					
5,38	6438	6562	6812	7062	10562
5,00	10437	9812	10062	10687	10562
4.5	13374	13374	14124	14624	14874
4,00	14124	14624	17125	17625	20875

Como vemos, hemos ido aumentando los valores de anchura y disminuyendo los de la altura para cada valor simultáneamente. Podemos representar estos datos gráficamente de las siguientes maneras.

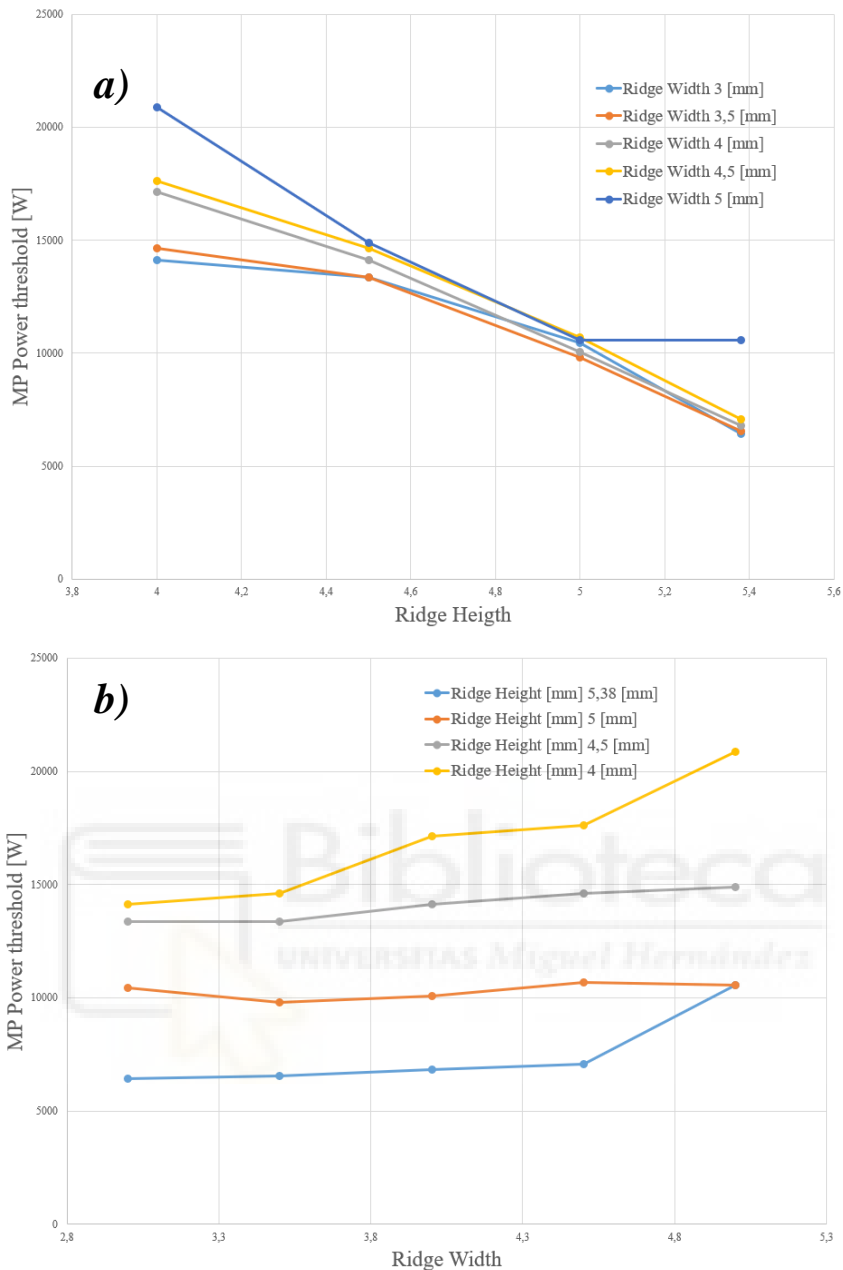


Fig. 4.5.4. Valores de la potencia umbral de multipactor para distintas alturas y anchuras del ridge. (a) Potencia umbral según aumenta la altura del ridge para distintas anchuras. (b) Potencia umbral según aumenta la anchura del ridge para distintas alturas.

Al examinar las gráficas presentadas en la Figura 7, se puede apreciar que la disminución de la altura del ridge en la guía RGW tiene un impacto significativo en la potencia umbral requerida para que se produzca la descarga de multipactor. Específicamente, cuanto menor sea la distancia entre el ridge y la tapa metálica, menor potencia se necesita para que se produzca la descarga en la zona central. Por otro lado, al aumentar el ancho del ridge, se observa que la potencia umbral se mantiene relativamente estable en ciertos valores, pero se aprecia un incremento en la configuración con una altura de 4 mm y un ancho de 5.377 mm.

Estas observaciones sugieren que el ancho del ridge no es un parámetro crítico en relación con la potencia umbral, mientras que la altura del ridge juega un papel determinante debido a la reducción de la distancia entre las placas metálicas (ridge y techo). Es importante destacar que, para todos los valores calculados, se obtuvo una reflexión adecuada.

Adicionalmente, se proporciona una representación gráfica alternativa de los resultados en la Figura 4.5.5.

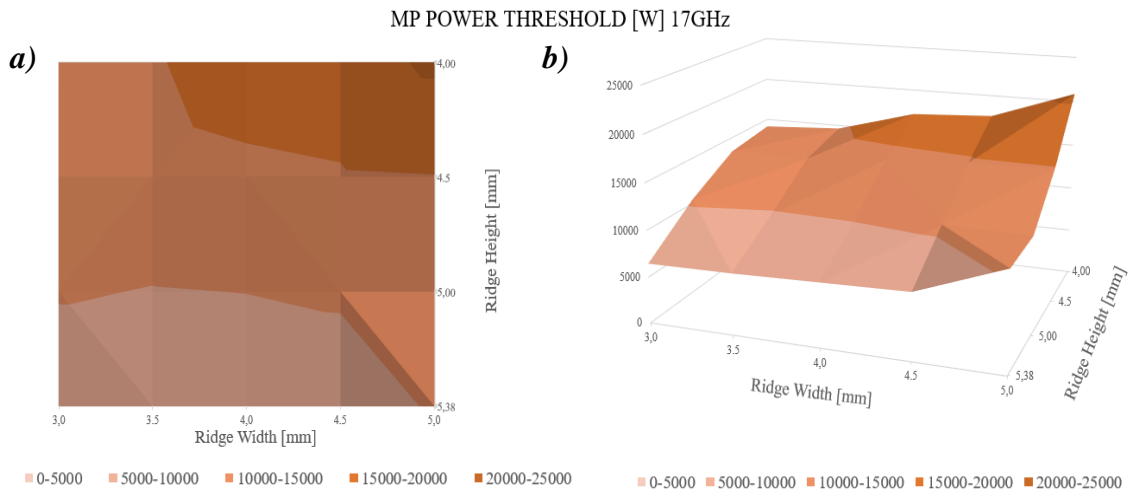


Fig. 4.5.5. Potencia umbral de multipactor para distintas alturas y anchuras del ridge.

En la Figura 4.5.5, podemos observar dos gráficas que representan de forma conjunta la variación de la altura y la anchura del ridge central de la RGW y su efecto sobre la potencia umbral de multipactor. En estas gráficas podemos ver con más detalle las variaciones de ambos parámetros de forma simultánea, y recalcando las conclusiones extraídas: un comportamiento en forma de incremento de la potencia que puede soportar la RGW al disminuir la altura del ridge, y muy poco porcentaje de cambio al variar grosor de la vía, pareciendo ser este menos relevante en cuanto a la potencia umbral de multipactor.

Por otra parte, en ningún caso encontramos una relación directa, ya que influyen muchos más parámetros de la guía que afectan a estos valores calculados, pero para este caso particular, estas gráficas nos permiten evaluar la mejor solución y para cada configuración llegar a un compromiso en cuanto a adaptación, propagación monomodal y potencia umbral de multipactor.

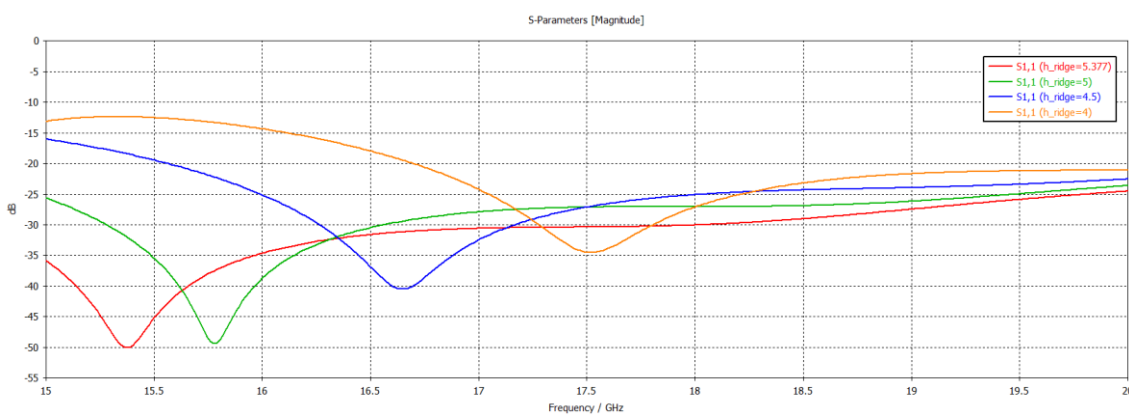


Fig. 4.5.6. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 3$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}

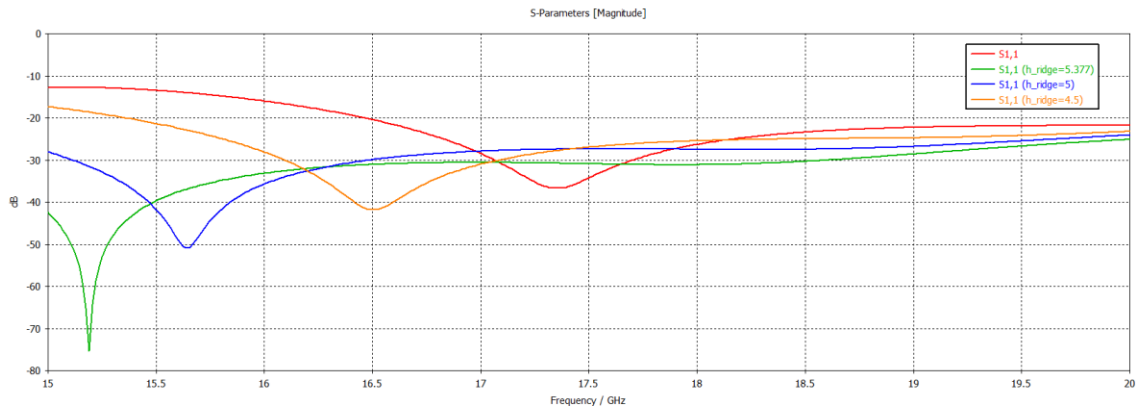


Fig. 4.5.7. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 3.5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}

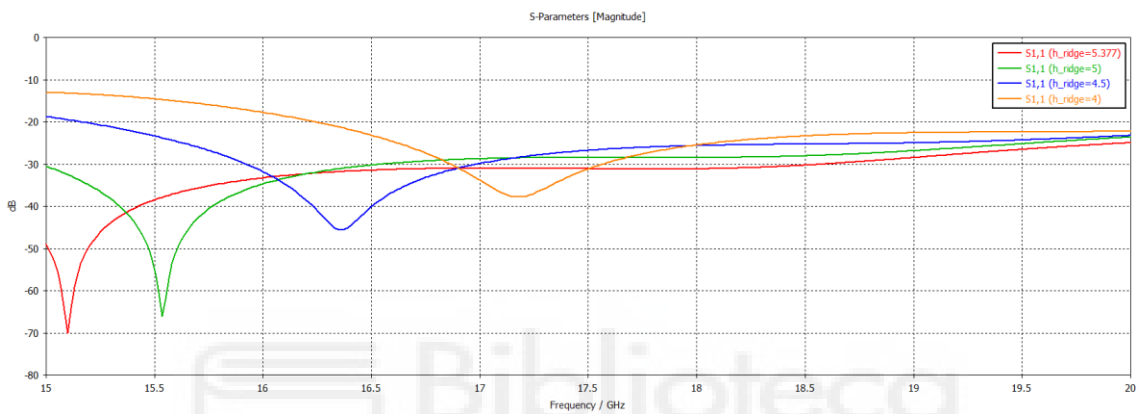


Fig. 4.5.8. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 4$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}

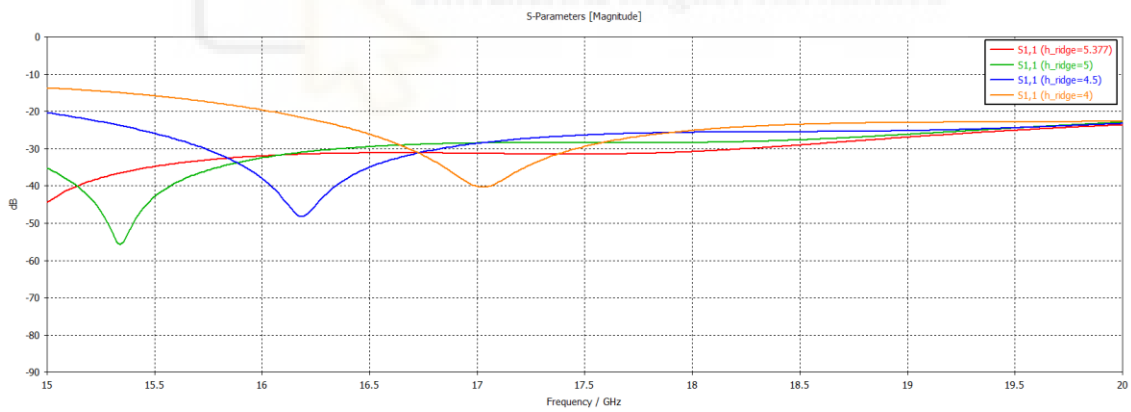


Fig. 4.5.9. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 4.5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}

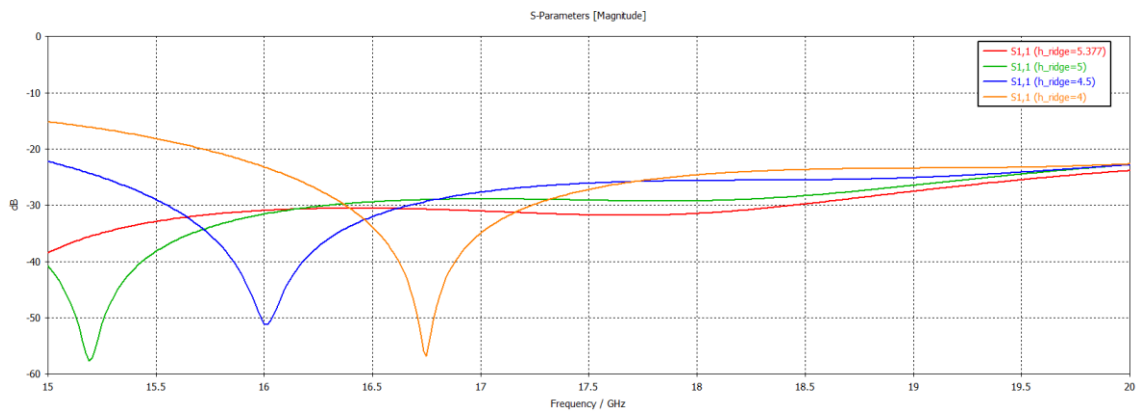


Fig. 4.5.10. Parámetro S_{11} de la RGW con $a_{ridge} = 5$ [mm] para diferentes valores de h_{ridge}

En las gráficas anteriores podemos comprobar como ya decíamos, que para ningún valor de los calculados existe una desadaptación considerable en el rango de frecuencias de trabajo.

Para concluir, hay que comprobar que para estos valores calculados tampoco se produce la descarga de MP en la zona de los pines. Gracias al simulador de SPARK3D podemos comprobarlo fácilmente, y en ningún caso se produce en esa zona.

Por otra parte, también es interesante estudiar el comportamiento del multipactor si variamos la distancia entre la cama de pines y el ridge central, de esta forma modificaremos los parámetros tal que seguiremos partiendo de la configuración anterior, pero ahora introducimos el siguiente parámetro, p , que es el que variaremos en este estudio.

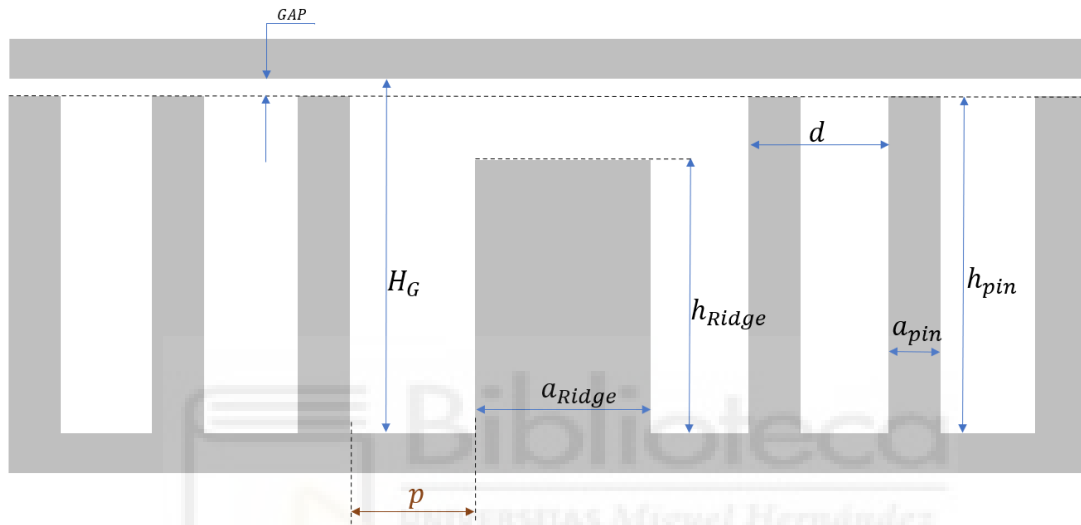


Fig. 4.5.11. Representación geométrica de la guía empleada en este estudio añadiendo el parámetro p .

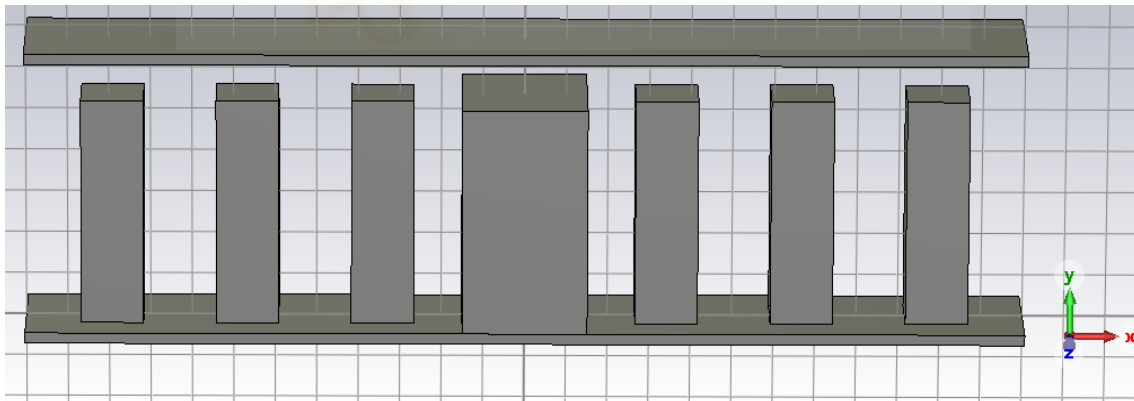


Fig. 4.5.12. Celda unidad de la RGW.

En la configuración inicial partimos de $p = (a - a_{\text{Ridge}}) / 2 = 1.1625$ mm, hacemos primero un barrido de 3 puntos ($p = 1.1625, 2$ y 3 [mm]) y observamos como varían los parámetros S .

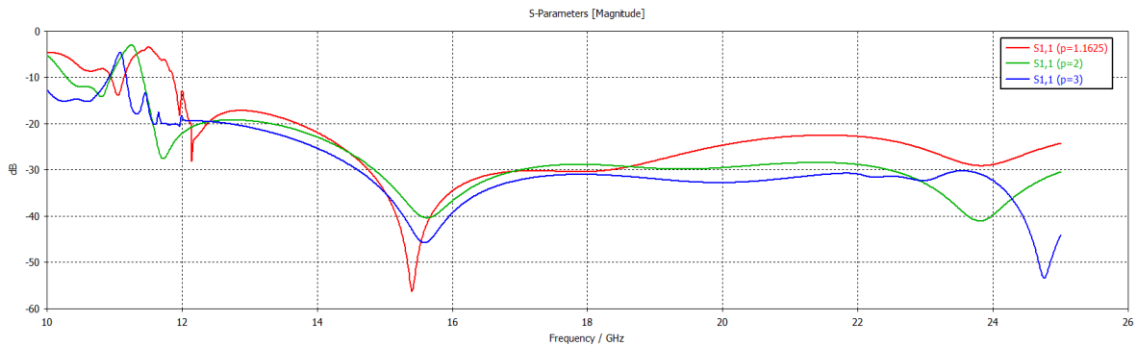


Fig. 4.5.13. Parámetros S de la RGW con diferentes valores para el parámetro p .

La Figura 4.5.13. muestra que aumentar la separación entre los pines en la guía RGW no conduce a una desadaptación en la guía, lo cual es un resultado favorable. Sin embargo, es importante investigar cómo esta variación afecta a las curvas de dispersión de la guía.

Calculamos las gráficas de la dispersión para ver cómo es la propagación en nuestro rango de frecuencias de interés.

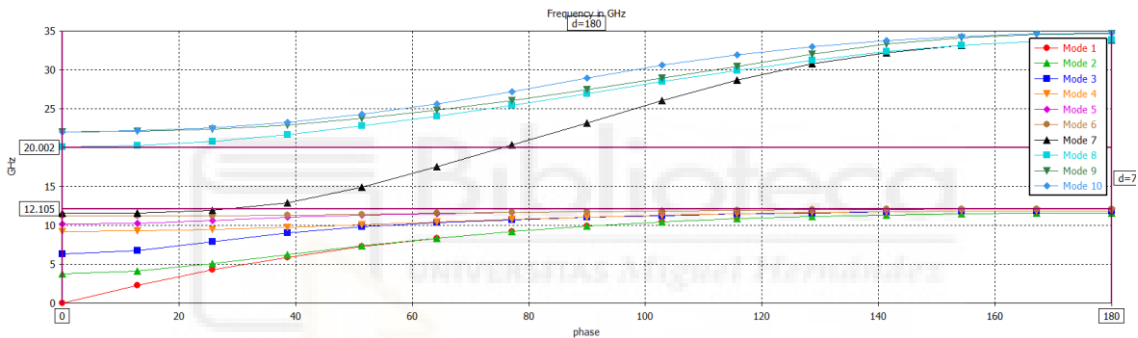


Fig. 4.5.14. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 1.1625$ [mm]

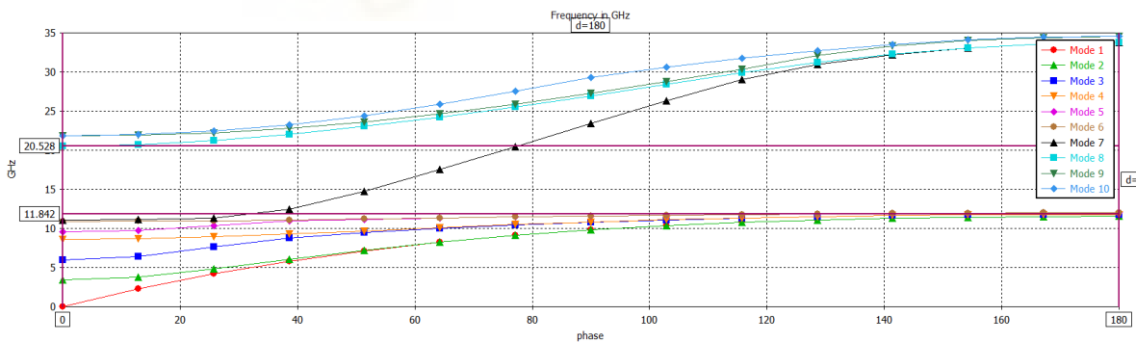


Fig. 4.5.15. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 2$ [mm]

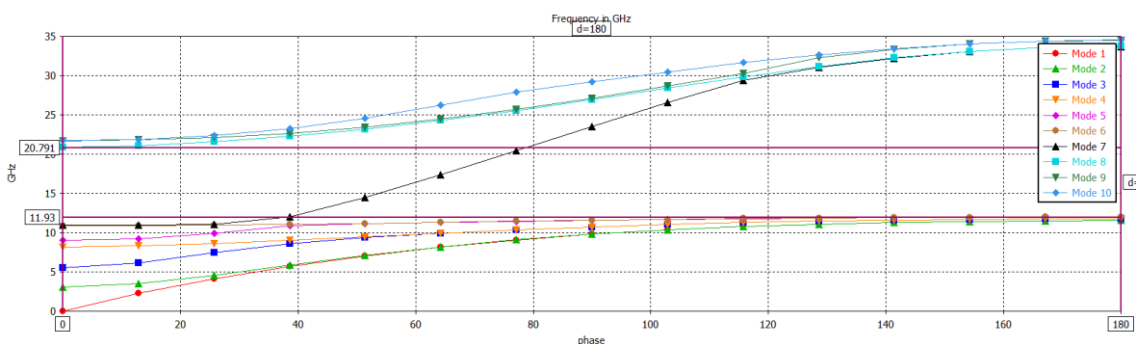


Fig. 4.5.16. Diagramas de dispersión de la celda unidad de la guía RGW con $p = 3$ [mm]

Podemos ver en las gráficas anteriores como aumentar este espacio entre el ridge y la cama de pines no afecta tampoco a la propagación monomodal buscada en las frecuencias de interés (entre 17 y 18 GHz).

Comprobado todo lo anterior, procedemos a calcular como afecta a la potencia umbral de Multipactor la variación de este parámetro.

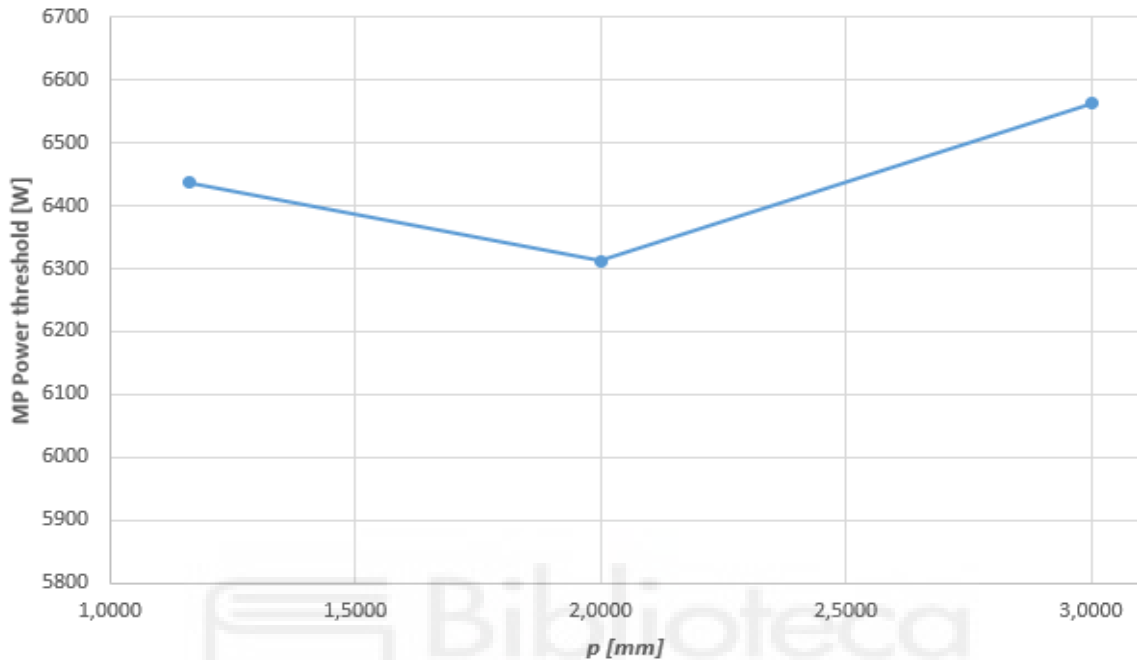


Fig. 4.5.17. Potencia umbral de Multipactor para distintas separaciones entre el ridge y los pines

En la Fig. 4.5.17, podemos ver como hemos representado los valores calculados a medida que hemos ido aumentando la distancia entre el ridge y los pines, en esta figura podemos observar que no existe una correlación significativa entre esta distancia y la potencia máxima que podemos alcanzar antes de que se produzca la descarga de Multipactor.

Por último, comprobamos que en todos los casos la descarga se produce en una zona válida.

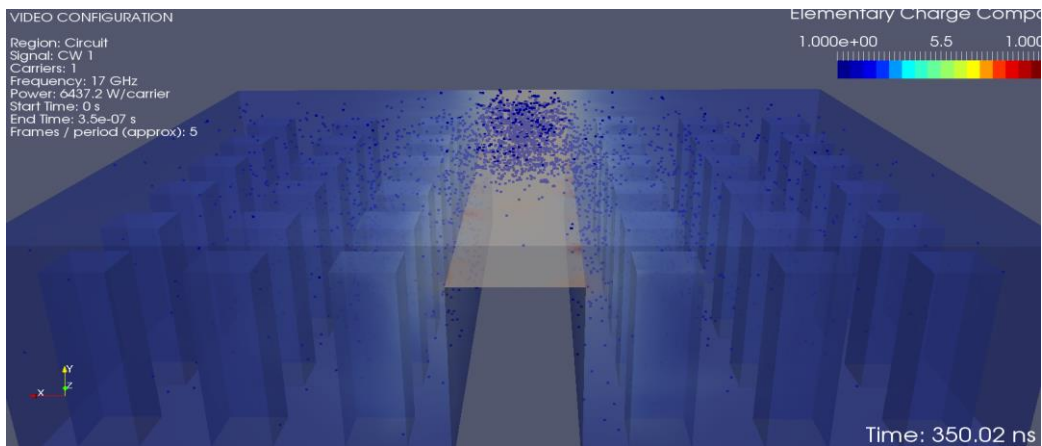


Fig. 4.5.18. Simulación de la descarga de MP para $p = 1.1625$ [mm]

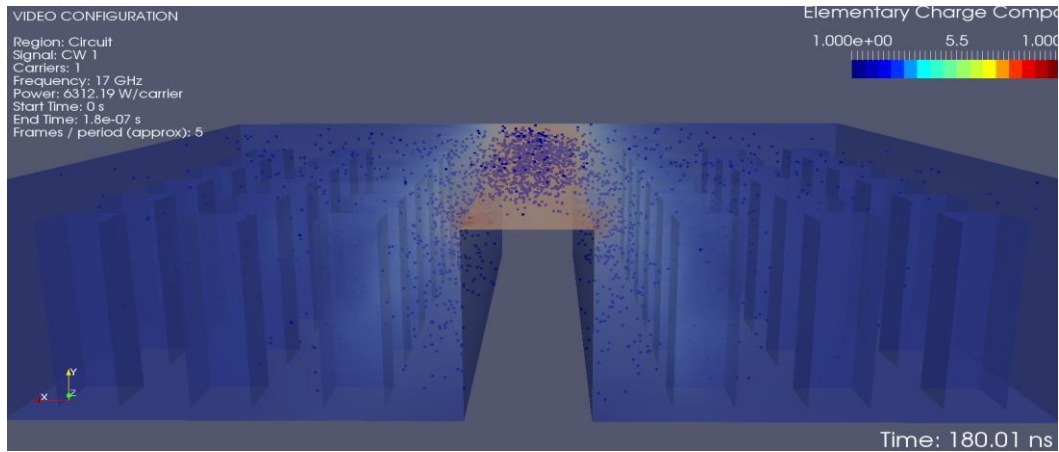


Fig. 4.5.19. Simulación de la descarga de MP para $p = 2$ [mm]

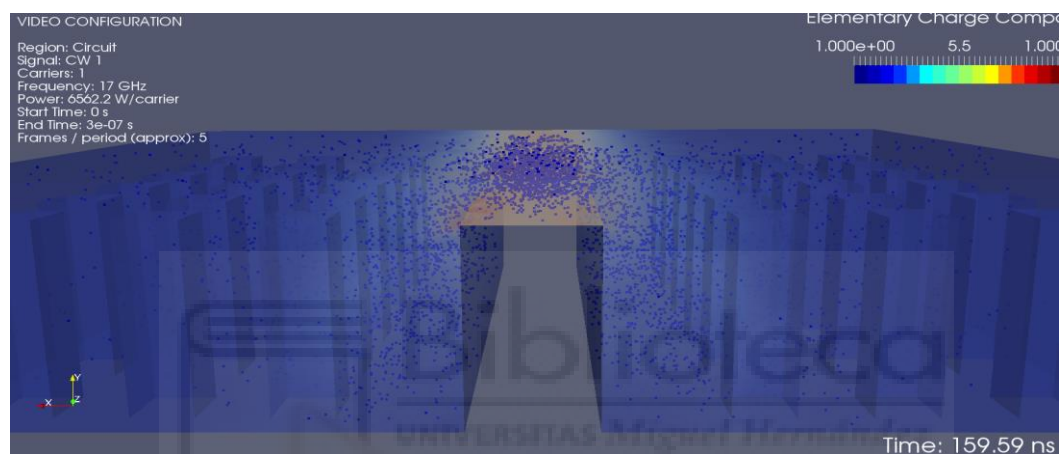


Fig. 4.5.20. Simulación de la descarga de MP para $p = 3$ [mm]

A partir de las imágenes de las figuras anteriores comprobamos que en todos los casos el MP se produce en la zona central de la guía, obteniendo por tanto resultados válidos, lo cual demuestra que este parámetro de diseño no afecta directamente a la potencia umbral de multipactor (dentro de unos límites).

4.6. Conclusiones

En resumen, la tecnología RGW ha resultado tener un comportamiento bastante bueno de cara a las potencias umbrales de multipactor que puede soportar.

En este análisis hemos visto cómo podemos realizar el procedimiento de diseño de una RGW de cara a unas especificaciones en un rango de frecuencias de operación dadas, diseñando una stopband a partir de la geometría de la celda unidad de un pin y replicando esta celda en los laterales del ridge para así simular la pared metálica que confina los campos en la zona central.

También hemos visto cómo hacer un estudio de multipactor detallado en función de tres parámetros de diseño importantes como lo son: la altura, anchura del ridge central y distancia entre el ridge y la cama lateral de pines. De forma que hemos aprendido a cómo evaluar los resultados y llegar a diferentes conclusiones cuando estamos haciendo un estudio de multipactor.

Las conclusiones más importantes para destacar sobre el estudio realizado se pueden abreviar generalmente en que:

- La anchura del ridge no es un factor muy influyente en el valor final de la potencia umbral de multipactor de una RGW, por lo que podemos permitirnos un buen margen y grado de libertad a la hora de diseñar una RGW. Por otro lado, tampoco afecta en gran medida a la adaptación o a la propagación monomodal sobre las frecuencias deseadas.
- De la misma manera que la anchura, la distancia entre el ridge central y la cama de pines tampoco presenta una importancia crucial en cuanto a la potencia umbral que pueda soportar, teniendo que hemos obtenido muy poca variación de este valor cuando hemos dado valores muy diferentes a este parámetro. Tampoco es un factor relevante en cuanto a adaptación o propagación monomodal.
- La altura del ridge es el factor más relevante en todo el diseño de nuestra guía, afectando de forma muy directa y prácticamente proporcional a la potencia umbral de multipactor soportable por la RGW, comprobando que, a mayor altura del ridge, menor es la potencia umbral, puesto que la distancia entre las dos piezas metálicas, ridge y tapa superior, es menor y más propensa a que se produzca una descarga en esta zona.

Visto esto, todas estas conclusiones han sido obtenidas en base a consideraciones teóricas y simulaciones realizadas en software de cálculo de campos electromagnéticos y de multipactor, por lo que para poder demostrar de manera completa estos resultados, es necesario realizar mediciones reales del dispositivo. En el siguiente capítulo realizaremos un diseño final para fabricar y medir, de forma que podamos materializar los resultados.

4.7. Diseño e implementación final

De cara a realizar medidas de multipactor en el laboratorio, no es posible realizarlas sobre cualquier guía que nosotros diseñemos, es necesario que nuestra guía esté adaptada a una guía rectangular estándar, ya que es con ésta guía estándar con la que alimentaremos nuestro diseño, por lo que será imprescindible diseñar una etapa adaptadora que consistirá en un transformador de impedancias para poder realizar la transición de la guía estándar de alimentación a la guía diseñada de la cual se quieren realizar las mediciones.

En nuestro caso en particular, como nuestra guía ha sido diseñada para operar entorno a los 17-18 GHz, en el laboratorio utilizaremos la guía estándar WR-51 para alimentar, ya que es esta la que opera dentro de ese rango espectral, específicamente entre los 15 y 22 GHz.

Además de realizar una adaptación de los campos electromagnéticos de la guía estándar a nuestra guía a medir, no solo es suficiente diseñar un adaptador de impedancias, será necesario diseñar los elementos mecánicos que permitirán el acoplo, los cuales se integrarán en el diseño final que se enviará al fabricante.

Por último, de cara a medir la descarga de multipactor en el laboratorio se deben realizar algunas modificaciones en la parte superior de la estructura mecánica, que consistirá en un rebaje del plato metálico superior y la incorporación de unos pequeños agujeros de aireación (*venting holes*), para esto último deberemos comprobar que estas pequeñas perforaciones no afectan de ninguna manera a la propagación de nuestros campos, preservando intactas las propiedades iniciales de la guía.

4.7.1. Diseño del transformador de impedancias

Un adaptador de impedancias en una guía rectangular puede tener diferentes formas dependiendo del diseño específico y los requisitos de impedancia. Algunas formas comunes incluyen:

Adaptador en escalón: Consiste en un cambio abrupto en las dimensiones de la guía rectangular para lograr el cambio de impedancia. Puede haber un cambio en el ancho (a) y/o el alto (b) de la guía rectangular.

Adaptador en forma cónica: Utiliza una sección cónica gradual para lograr la transición de impedancia. El ancho (a) y/o el alto (b) de la guía se van reduciendo o aumentando gradualmente para adaptarse a la impedancia requerida.

Adaptador en forma de trapecio: Este tipo de adaptador tiene una forma de trapecio con secciones inclinadas para lograr la transición de impedancia. La inclinación de las secciones puede variar según el diseño.

Estas son solo algunas formas generales que se utilizan en el diseño de adaptadores de impedancias en guías rectangulares. Es importante tener en cuenta que el diseño exacto puede variar según los requisitos específicos de impedancia y las limitaciones técnicas.

En nuestro caso en particular emplearemos un adaptador de impedancias que consistirá en un conjunto de escalones dispuestos consecutivamente los cuales irán disminuyendo en anchura y aumentando en altura, ya que la guía estándar WR-51 es significativamente más grande que la guía diseñada, de esta forma, partiremos de un bloque inicial prácticamente tan ancho como la anchura de la WR-51 y de una altura pequeña, los siguientes bloques se irán estrechando y aumentando en altura gradualmente hasta un último bloque el cual tendrá unas dimensiones muy cercanas al valor de altura y anchura del ridge de la RGW diseñada.

Nuestro adaptador se basará en un modelo inicial de 6 escalones que tendrán unas dimensiones dadas por las siguientes expresiones, de forma que obtengamos una adaptación progresiva y la transición sea suave.

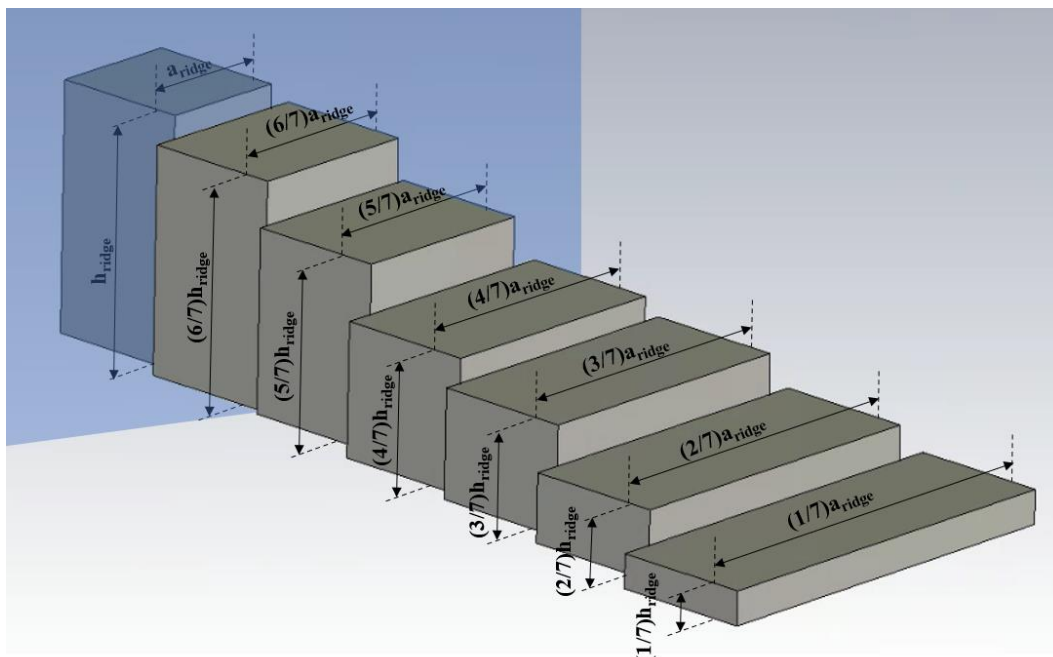


Fig. 4.7.1.1. Configuración inicial del adaptador de 6 escalones antes de la optimización

Partiendo de este modelo inicial, el siguiente paso a realizar será el de aplicar una optimización de la estructura en base a unos objetivos, que podremos realizar con la ayuda del optimizador por defecto de *CST studio*.

La optimización la configuraremos de forma que el resultado buscado nos proporcione un parámetro S_{11} por debajo de los -25 dB en el rango de 16.5 a 18.5 GHz para asegurar que se cumplen las condiciones exigidas. En esta optimización a los parámetros involucrados les permitiremos un porcentaje de cambio del 20% respecto de su valor inicial.

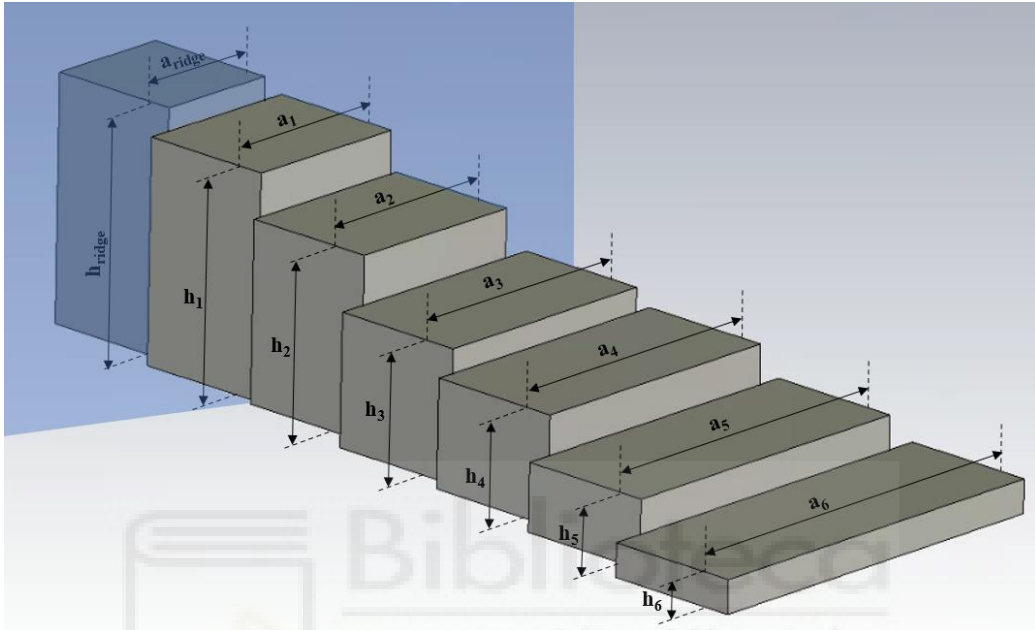


Fig. 4.7.1.2. Modelo paramétrico del adaptador de 6 escalones.

Tras una primera optimización obtenemos los siguientes valores de los parámetros de la Fig. 4.7.1.2. (Tabla 4.7.1.1.).

TABLA 4.7.1.1. DIMENSIONES EN [mm] DE LOS PARÁMETROS DEL ADAPTADOR TRAS LA PRIMERA OPTIMIZACIÓN

a₁	a₂	a₃	a₄	a₅	a₆
4.0756	4.4586	5.7579	6.6103	7.8159	9.3021
h₁	h₂	h₃	h₄	h₅	h₆
5.2135	4.2102	3.0780	2.5123	1.5863	0.7894

Es importante aclarar que entre los escalones y la cama de pines de los laterales se ha dejado siempre la misma distancia, y en la entrada de la guía con la etapa de adaptación se ha dejado un pequeño tramo de guía para garantizar que los resultados de la simulación son correctos este tramo de guía consiste en unas dimensiones de ancho y largo de la WR-51, pero en lugar de paredes laterales, hemos empleado pines.

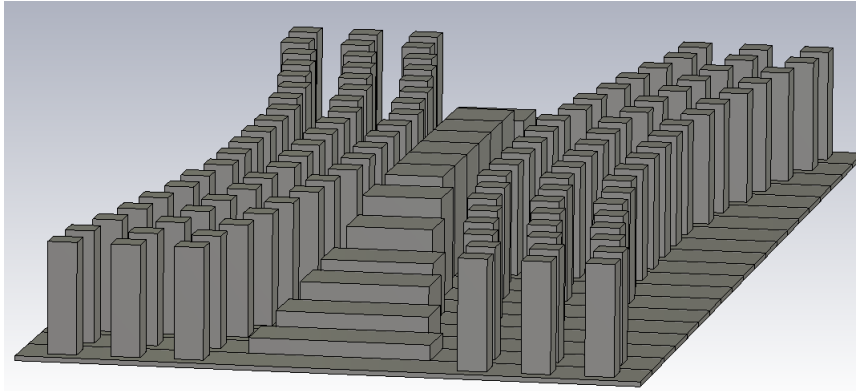


Fig. 4.7.1.3. RGW con el adaptador de 6 escalones y un tramo de guía WR-51 en tecnología Gap Waveguide tras la primera optimización

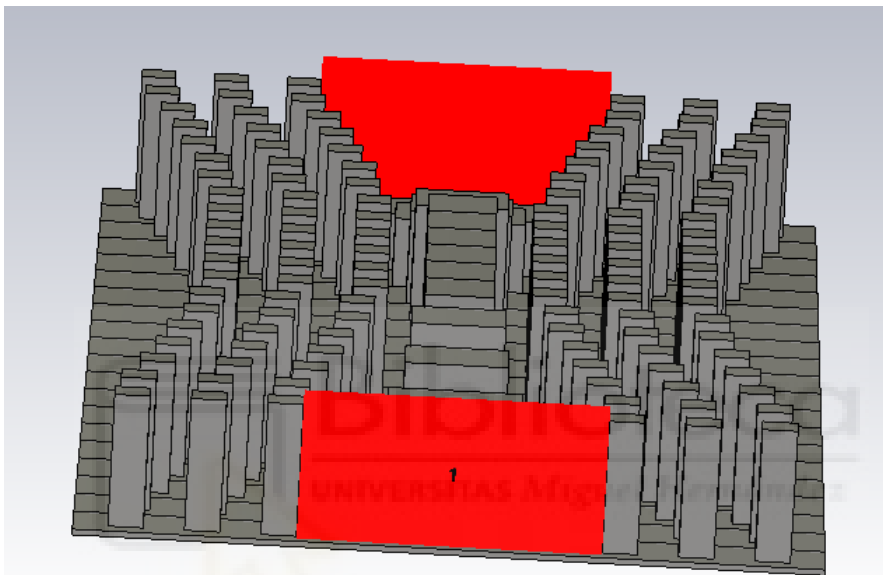


Fig. 4.7.1.4. Visualización de los puertos de alimentación de dimensiones de WR-51 en la RGW

Podemos ver que la configuración es perfectamente simétrica desde ambos puertos de entrada y salida, y la transición de los escalones del adaptador es lo suficientemente suave, obteniendo el dispositivo en conjunto una respuesta en frecuencia de los parámetros S como se muestra en la siguiente figura:

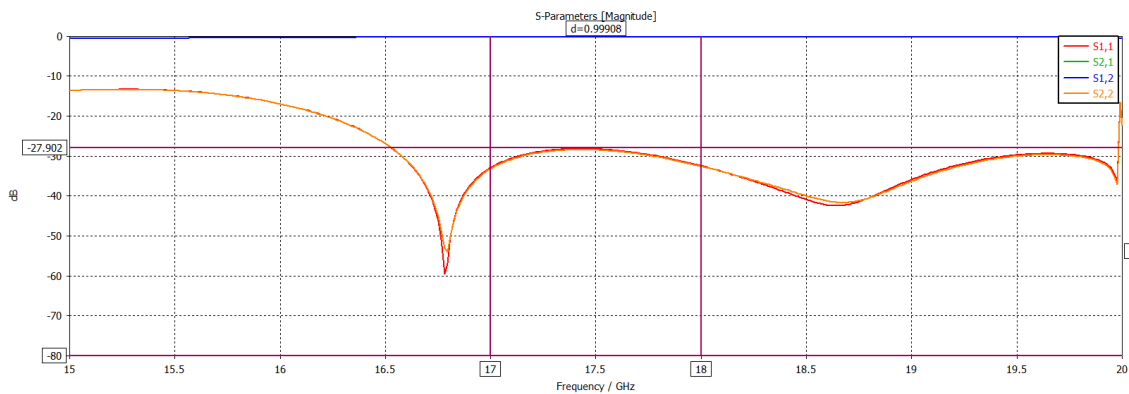


Fig. 4.7.1.5. Parámetros S de la configuración tras la primera optimización.

Vemos que este primer adaptador obtenemos una adaptación muy buena, cerca de los -30 dB en nuestra banda de trabajo de 17 a 18 GHz.

Por otra parte, hemos comprobado que nuestra estructura completa cumple con los requisitos buscados a nivel de adaptación, pero es imprescindible que comprobemos como afecta el añadir esta etapa a nuestra guía en cuanto a nivel de potencia umbral de multipactor, asegurándonos de que la descarga se produce en la zona central del ridge, y que el valor de esta potencia umbral no se ha visto demasiado afectado.

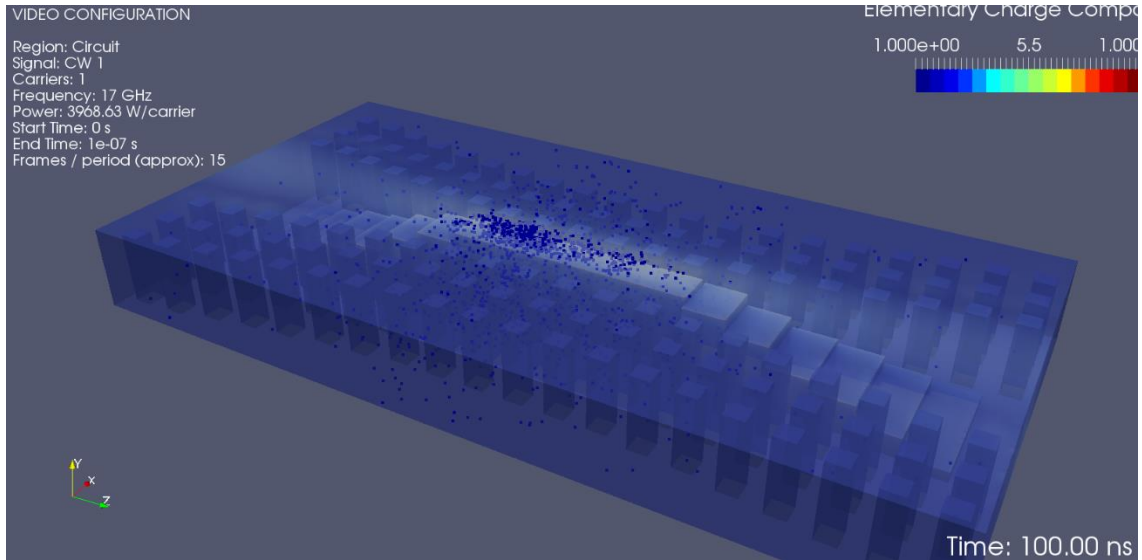


Fig. 4.7.1.6. Descarga de multipactor en la estructura RGW con adaptador tras la primera optimización

Tras calcular el multipactor de esta estructura vemos claramente que la descarga electrónica se está produciendo en la zona central y, por tanto, en una zona válida, por otro lado, el valor obtenido es de 3968.63 W, prácticamente 25% menor de lo obtenido en la RGW sin adaptador (5.156 W), lo cual es lo suficientemente aceptable.

Como prácticamente tendríamos un prototipo muy bueno como para continuar con el proceso de fabricación, realizaremos una segunda optimización de la estructura con un mayor ancho de banda de seguridad, estableciendo como objetivo, que el parámetro S11 sea inferior a los -30 dB en el rango de 16 a 19 GHz. Tras configurar estos objetivos obtenemos los siguientes valores para los parámetros que conforman el transformador:

TABLA 4.7.1.2. DIMENSIONES EN [mm] DE LOS PARÁMETROS DEL ADAPTADOR TRAS LA SEGUNDA OPTIMIZACIÓN

a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
4.0175	4.3682	5.5276	6.6214	7.5696	9.5103
h_1	h_2	h_3	h_4	h_5	h_6
5.2121	4.2474	3.0450	2.4469	1.5423	0.8499

Podemos ver como esta segunda optimización apenas han variado las dimensiones del adaptador, pero estas pequeñas variaciones nos proporcionan unos resultados mucho mejores, encontrándonos en todo momento por debajo de los -30 dB en toda la banda de trabajo, e incluso en la banda de seguridad, cubriendo desde los 16 GHz hasta prácticamente los 19.5 GHz (Fig. 4.7.1.8).

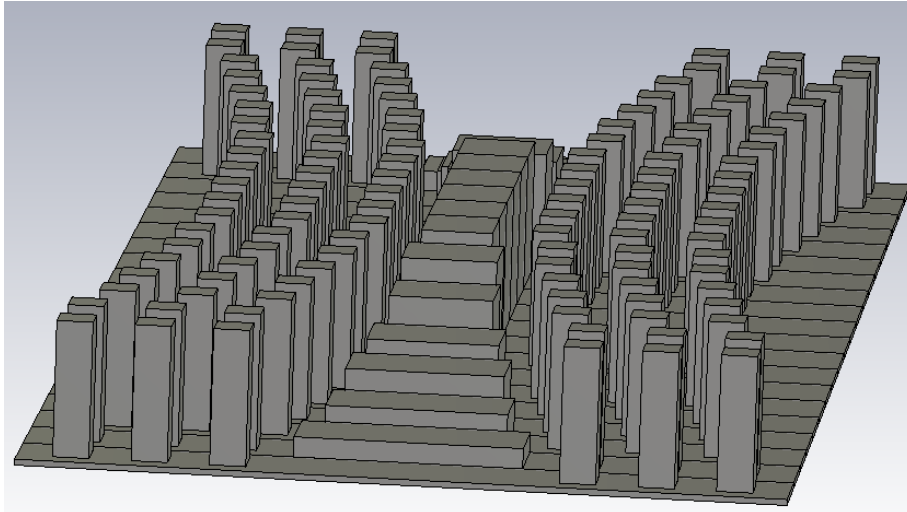


Fig. 4.7.1.7. RGW con el adaptador de 6 escalones y un tramo de guía WR-51 en tecnología Gap Waveguide tras la segunda optimización

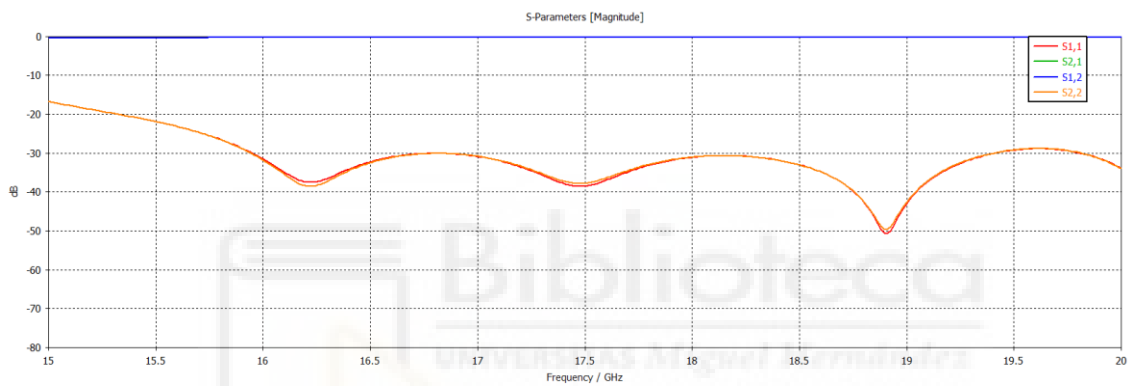


Fig. 4.7.1.8. Parámetros S de la configuración tras la segunda optimización.

Por último, comprobamos de nuevo el multipactor:

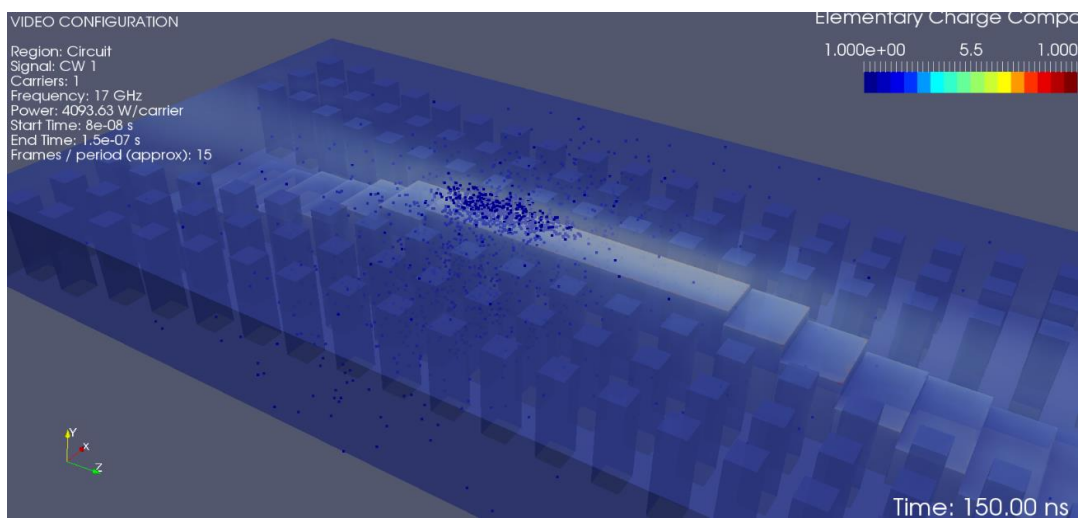


Fig. 4.7.1.9. Descarga de multipactor en la estructura RGW con adaptador tras la primera optimización

Tras una segunda optimización, obtenemos unos mejores parámetros S, y una potencia umbral de multipactor un poco superior, con un valor de 4093.63 W.

Para garantizar un análisis con una mayor precisión a nivel de cálculo computacional, exigiremos en una última simulación una serie de características que nos proporcionen unos resultados más exactos o fieles a la realidad.

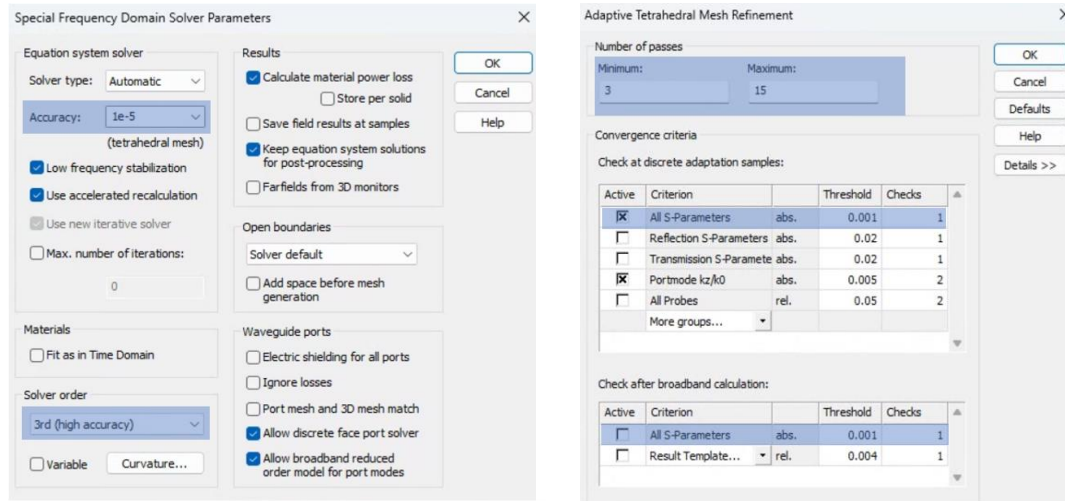


Fig. 4.7.1.10. Configuración de los parámetros del solucionador de CST para una mayor precisión.

Los parámetros que cambiaremos serán, por un lado: “Accuracy”, que pasará de 1e-3 a 1e-5 y el orden del solucionador, “Solver order”, que le daremos la máxima precisión con un orden de tercer grado. Por otro lado, en la ventana de “Adaptive Tetrahedral Mesh Refinement”, establecemos un máximo de 15 pasos, y un “threshold” de 0.001 en todos los parámetros S.

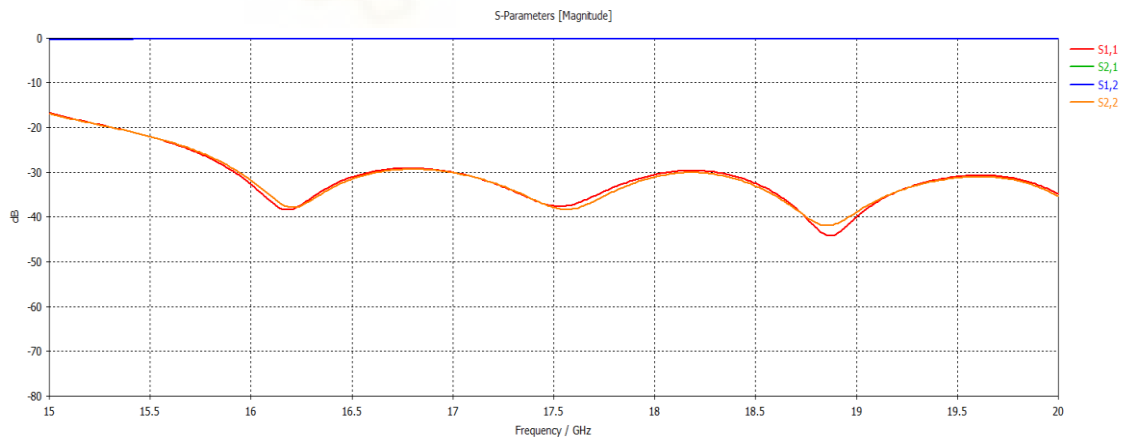


Fig. 4.7.1.11. Parámetros S de la configuración tras la segunda optimización con una mayor precisión del simulador

Si comparamos estos resultados, la diferencia es prácticamente inexistente, lo cual nos garantiza un nivel de precisión muy alto de las simulaciones, verificando que la estructura es válida para seguir trabajando con ella en el proceso de fabricación.

4.7.2. Diseño de los componentes mecánicos

4.7.2.1. Flanges

Como hemos explicado al comienzo del apartado, para poder realizar unas correctas mediciones, es importante poder acoplar correctamente el dispositivo fabricado con los aparatos de medida del laboratorio. Puesto que a la hora de enviar nuestra guía a fabricar deberemos enviar un fichero completo con todas las piezas necesarias integradas en él, deberemos por una parte entregar un diseño que incorpore unos flanges integrados en la estructura con el objetivo de poder atornillar la pieza a medir con la guía estándar WR-51.

Los flanges de una guía de ondas electromagnéticas son elementos estructurales situados en los extremos de dicha guía. Estos flanges, generalmente compuestos por placas metálicas, desempeñan un papel fundamental al cerrar y sellar herméticamente los extremos de la guía de ondas.

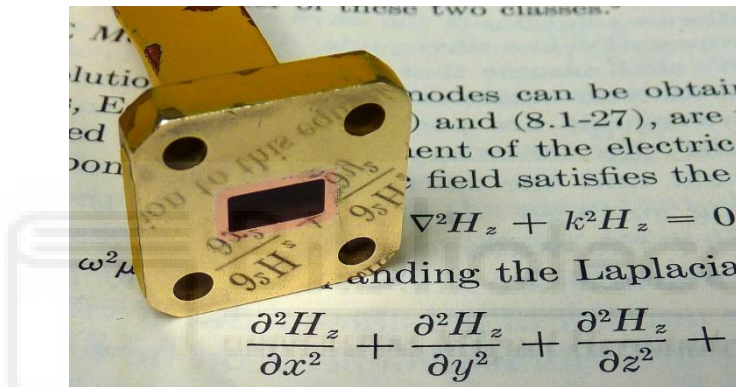


Fig. 4.7.2.1.1. Ejemplo de flange de guía de ondas (brida UBR320 en la guía R320 (WG22, WR28). Fuente: https://hmn.wiki/es/Waveguide_flange

Los flanges cumplen diversas funciones de importancia en una guía de ondas. En primer lugar, brindan estabilidad mecánica y estructural al sistema, garantizando que las dimensiones y la forma de la guía se mantengan constantes a lo largo de su longitud. Esto resulta esencial para preservar las propiedades de propagación de las ondas electromagnéticas en su interior.

Además, los flanges contribuyen a prevenir la pérdida de energía electromagnética y evitan la interferencia no deseada proveniente del entorno externo. Al sellar los extremos de la guía de forma hermética, los flanges aseguran una propagación eficiente de la energía dentro de la guía, minimizando así las pérdidas significativas.

Otra función relevante de los flanges reside en facilitar las conexiones y acoplamientos con otros componentes o dispositivos. Por ejemplo, pueden presentar orificios roscados o pernos que permiten la fijación de elementos adicionales, como adaptadores de impedancia o dispositivos de medición.

En resumen, los flanges constituyen elementos esenciales en una guía de ondas electromagnéticas, ya que proporcionan estabilidad estructural, previenen la fuga de energía y facilitan las conexiones y acoplamientos necesarios en el sistema de guía de ondas.

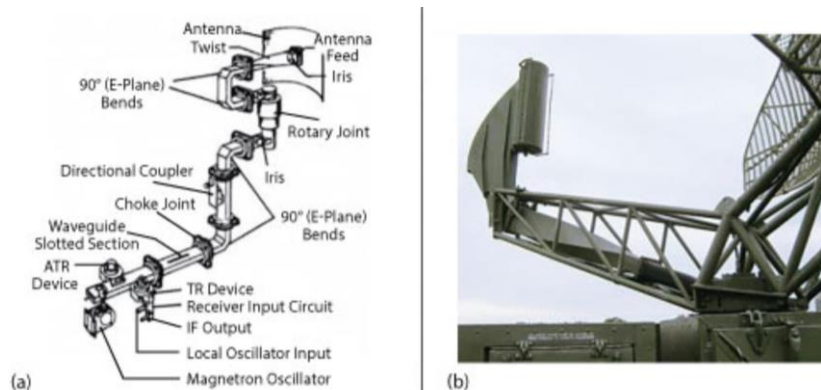


Fig. 4.7.2.1.2. Un waveguide twist en el que se puede apreciar fácilmente el uso de bridas o flanges para acoplar las diferentes etapas (a) utilizado en la alimentación de la antena de un radar militar (b). Fuente: Wikipedia, en.wikipedia.org/wiki/Waveguide#/media/File:Radar_waveguide.jpg , CC BY-SA 4.0.

Puesto que es imprescindible que el acoplo esté bien sellado para poder realizar la medición del multipactor en el laboratorio, procederemos a implantar un flange en la estructura de nuestro dispositivo.

El primer paso, será el de identificar el flange que empleará la guía WR-51 de nuestra etapa de alimentación, esta terminación tendrá las siguientes características:

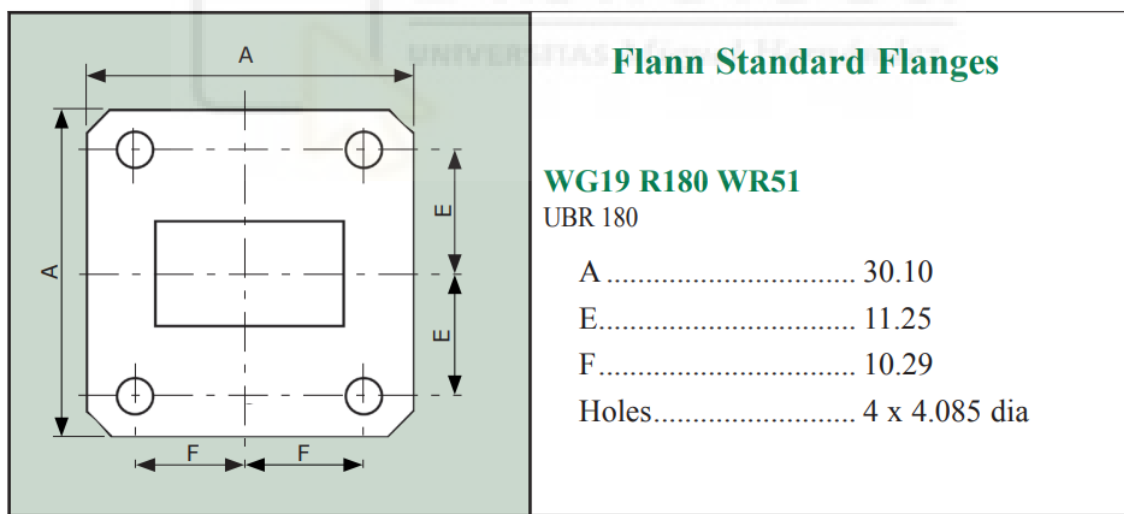


Fig. 4.7.2.1.3. Dimensiones estándar del flange empleado en la terminación de la WR-51 empleada en la alimentación.

Con estas dimensiones, lo que tenemos que hacer es garantizar una buena alineación de la etapa de alimentación con nuestra RGW con adaptador, esto lo conseguiremos insertando un flange en nuestra estructura de una manera un tanto sofisticada, de forma que se ajuste por completo a todas las necesidades del proyecto.

En primer lugar, nuestra pieza deberá estar dividida en 2, con una base inferior en la cual se insertará la estructura correspondiente a nuestra RGW con el adaptador, y dos agujeros que actuarán como los orificios inferiores del flange, además, realizaremos cuatro agujeros en las esquinas de este plato, que estarán alineados con otros cuatro agujeros del plato superior, por donde a través de tornillos pasantes uniremos ambas piezas.

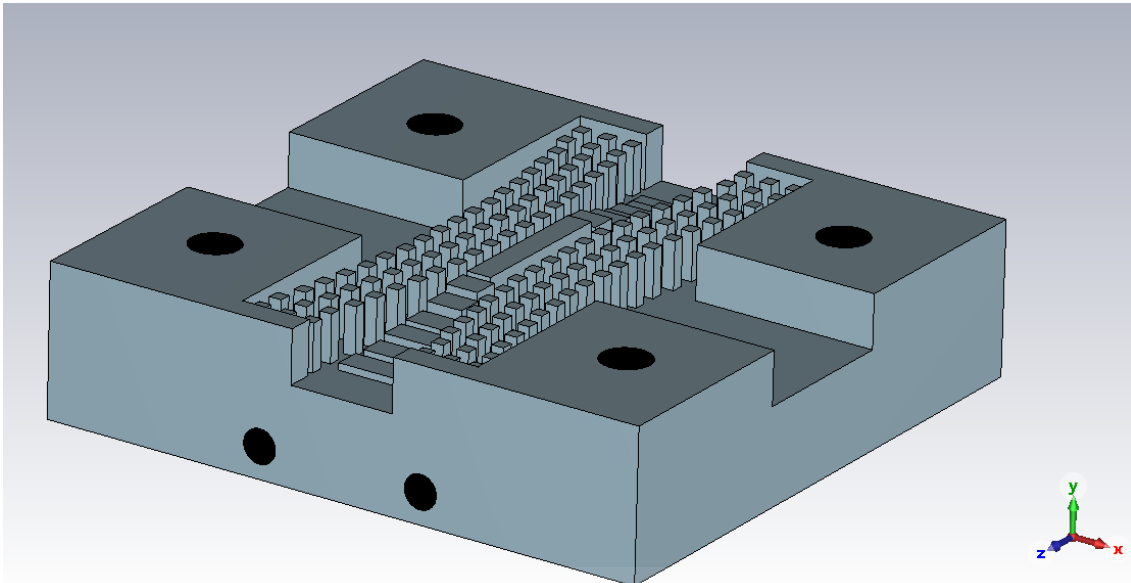


Fig. 4.7.2.1.4. Tapa inferior del dispositivo final.

Por otro lado, la tapa superior deberá incluir un rebaje y unos orificios de ventilación que explicaremos en el apartado 4.7.2.2, además de los agujeros que actuarán como los orificios superiores del flange, en los cuales se insertarán tornillos roscados, y los cuatro agujeros en las esquinas de este plato superior para que atraviesen los tornillos pasantes.

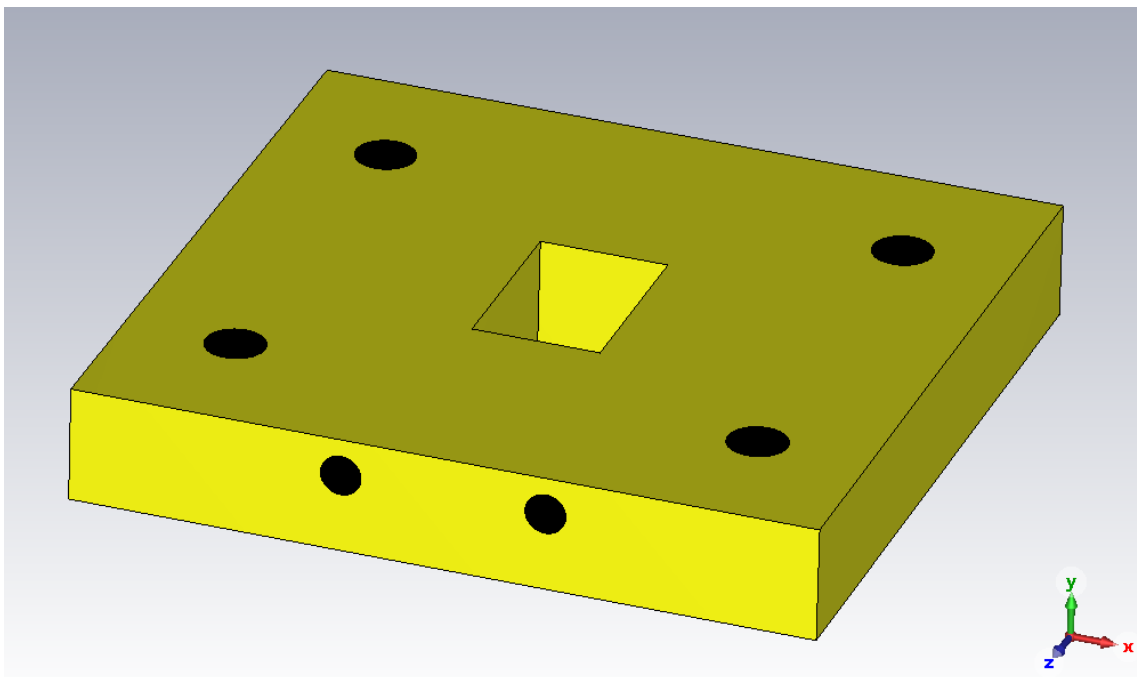


Fig. 4.7.2.1.5. Tapa superior del dispositivo final.

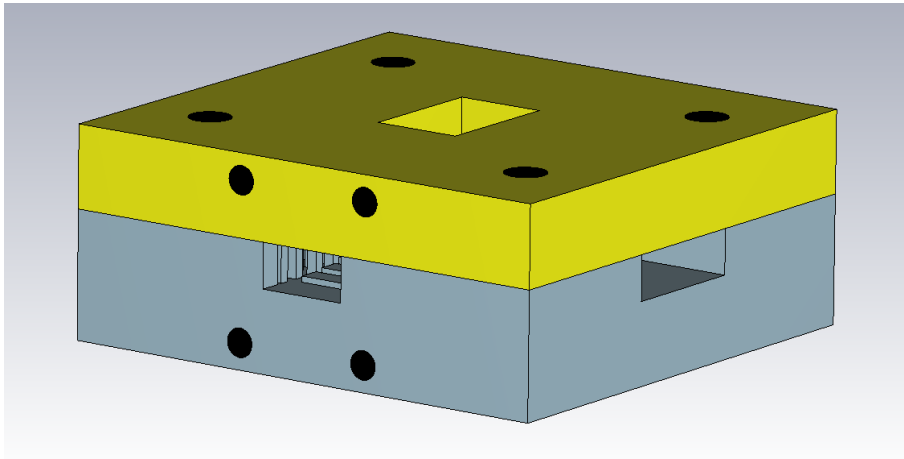
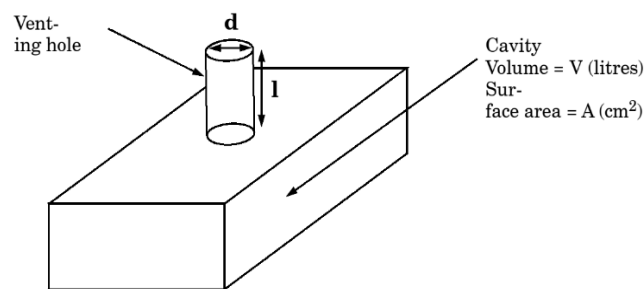


Fig. 4.7.2.1.6. Prototipo final.

En esta última figura podemos ver cómo sería el resultado final del dispositivo, identificando claramente las 2 piezas que lo conforman.

4.7.2.2. Venting Holes

Los "venting holes" (orificios de ventilación) son aberturas pequeñas y estratégicamente ubicadas en una guía de ondas para conseguir el vacío dentro del componente y para permitir la desgasificación del sistema, para asegurar que la única descarga que se produzca sea de multipactor, Anexo B [14]. También pueden ser usados para introducir fibras por ellos para, a través del efecto fotoeléctrico generar electrones con luz.



The model has the following parameters:

d = diameter of venting hole, in cm

l = length of venting hole, in cm

Fig. 4.7.2.2.1. Modelo básico del venting hole. Imagen de [14].

En nuestro dispositivo solo necesitaremos 3 orificios de aireación que situaremos en la zona correspondiente al plato superior de RGW, lo que vendría a ser, en la zona central del dispositivo, centrados sobre el eje longitudinal. Los orificios tendrán un diámetro de 1 mm, irán situados dentro de la zona de rebaje, la cual tendrá también un espesor de 1

mm, este rebaje se realiza para iluminar la RGW con una fuente radioactiva Sr90 (estroncio 90) que emite partículas β , es decir, electrones que atravesarán el milímetro de grosor de metal rebajado, que servirá para generar una población inicial de electrones que desencadenen la descarga de multipactor que queremos medir.

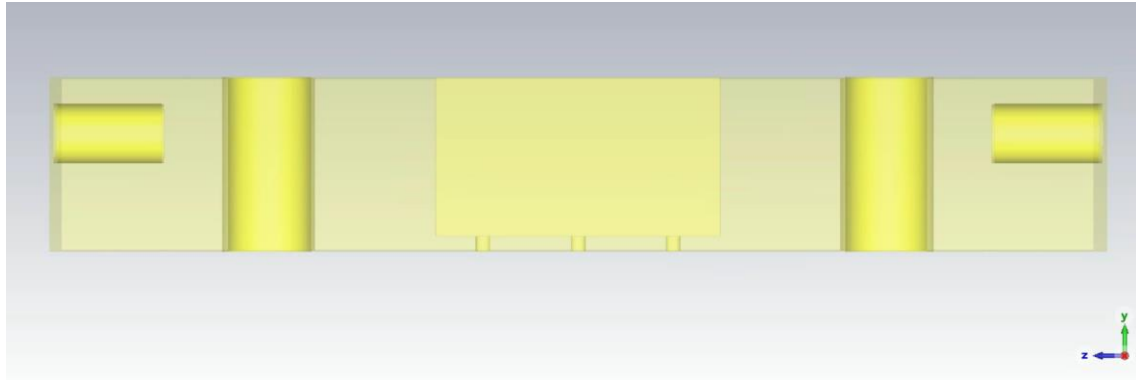


Fig. 4.7.2.2. Vista lateral de la tapa superior del dispositivo diseñado.

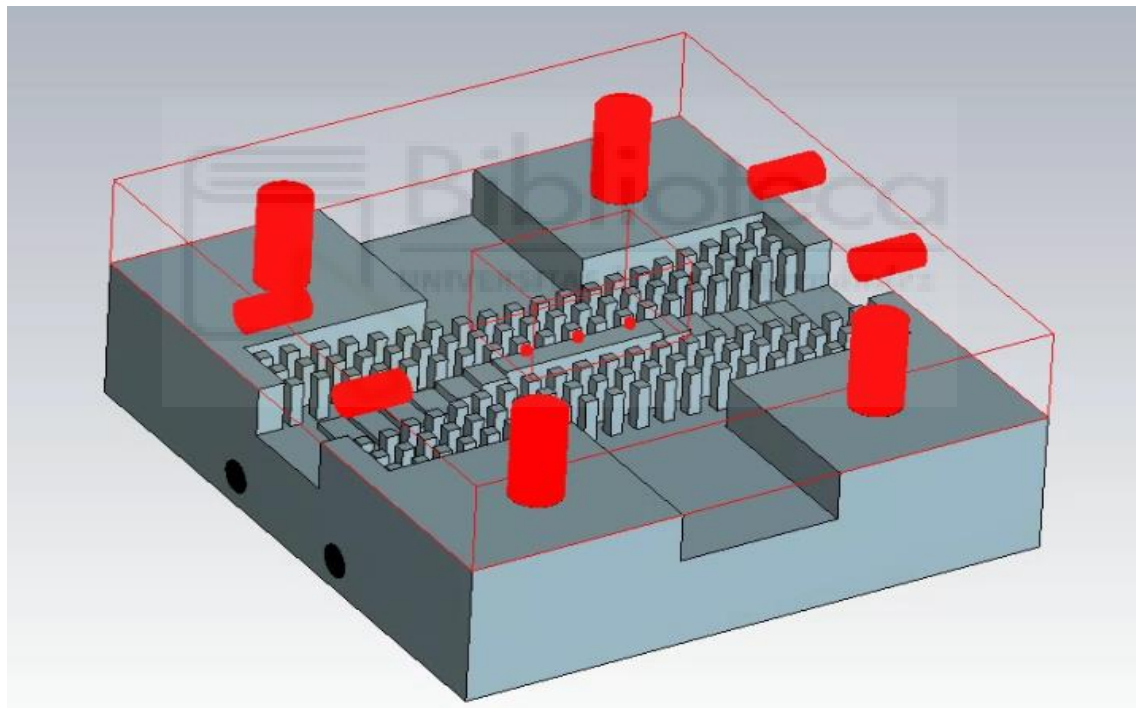


Fig. 4.7.2.3. Visualización de la ubicación de los venting holes y del rebaje realizado sobre el plato superior del dispositivo (contorno transparente-rojo)

Con estas imágenes podemos ver de forma más clara y visual como los venting holes se encuentran ubicados sobre la tapa de la RGW, equiespaciados y centrados en la estructura.

También podemos identificar el rebaje como el paralelepípedo rectangular central, del cual podemos ver sus aristas en rojo en la Fig. 4.7.2.3.

El resto de los cilindros (marcados en rojo en la Fig. 4.7.2.3) que podemos ver a los bordes de la estructura son los correspondientes a las guías de los tornillos que fijarán la estructura.

4.7.2.3. Tornillos pasantes

Nuestro prototipo para fabricar consta de dos piezas que se fabricarán por separado y posteriormente se unirán, esta unión será realizada a partir de cuatro tornillos pasantes situados en las esquinas del dispositivo.

A la hora de diseñar los orificios que atravesarán estas piezas hay que tener una serie de factores en cuenta, como vienen a ser las dimensiones de la pieza en conjunto, el tornillo escogido, etc.

Otro factor clave en nuestro caso, es que en la superficie de apoyo de la pieza inferior, buscamos un contacto térmico, y si atornillamos desde la parte inferior, las cabezas de los tornillos sobresaldrían, dificultando gravemente este contacto térmico. Por lo que la solución que emplearemos consistirá en realizar un pequeño rebaje en la tapa inferior, de las dimensiones de la cabeza del tornillo, y de esta forma, esta cabeza del tornillo se integrará con la estructura completa del prototipo.

Puesto que nuestro prototipo tiene una altura de unos 30 mm, hemos seleccionado como tornillos pasantes unos tornillos de métrica 5, M5x40 mm, el cual tiene las siguientes dimensiones:

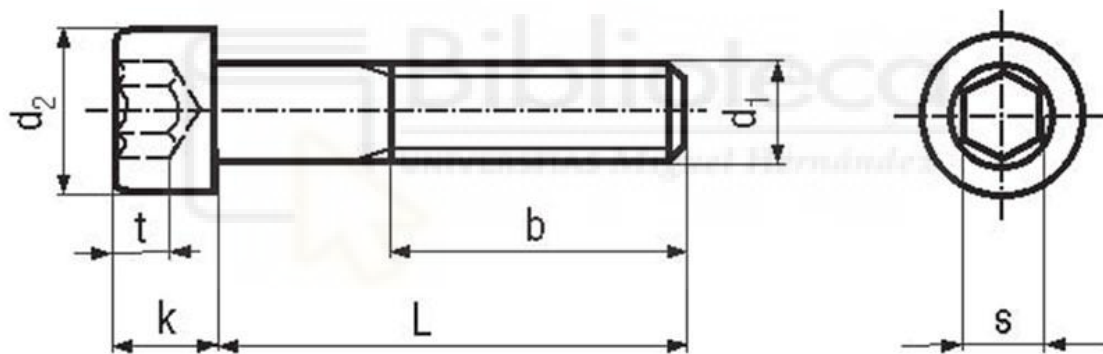


Fig. 4.7.2.3.1. SOCKET HEAD CAP SCREWS DIN 912 / ISO4762 / ANSI B 18.3.1 M

TABLA 4.7.2.3.1 DIMENSIONES EN [mm] DE LOS TORNILLOS PASANTES EMPLEADOS

Thread Size d1	M5	
Thread Pitch	0.8	
Thread Length b	22	
Head Dia. d2	min.	max.
DIN 912 (1983)	8.28	8.72
ISO 462 (1997)	8.28	8.72
ANSI B 18.3.1 M (1986)	8.28	8.72
Head Height k	min.	max.
DIN 912 (1983)	4.82	5.00
ISO 462 (1997)	4.82	5.00
ANSI B 18.3.1 M (1986)	4.82	5.00
Key Size nominal s	4	

	min.	max.
DIN 912 (1983)	4.020	4.095
ISO 462 (1997)	4.020	4.095
ANSI B 18.3.1 M (1986)	4.020	4.095
Key Engagement t	min.	
DIN 912 (1983)	2.5	
ISO 462 (1997)	2.5	
ANSI B 18.3.1 M (1986)	2.5	



Fig. 4.7.2.3.2. Tornillo Allen de cabeza cilíndrica RS PRO, M5 x 40mm, paso de rosca 0.8mm, de Acero.

Puesto que no necesitamos que encaje a la perfección, sino asegurarnos de que haya un buen contacto térmico en la pieza inferior, deberemos considerar errores de fabricación y tolerancias, por lo que diseñaremos unos orificios un poco más pequeños o grandes de lo normal, de forma que los orificios de los tornillos roscados de las tapas frontal y anterior que irán conectadas a las guías WR-51 de alimentación, en lugar de ser orificios de 4 mm (ver Tabla 4.7.2.1.3.) de diámetro, serán de 3.3 mm, ya que este tornillo es roscado y en el proceso de insertarlo se perforará dicho agujero, y los orificios en donde se ubicarán las cabezas de los tornillos pasantes tendrán un radio y profundidad de 10 mm y 6 mm respectivamente, en lugar del radio de 8.72 mm y profundidad de 5 mm que indica la tabla 4.7.2.3.1.

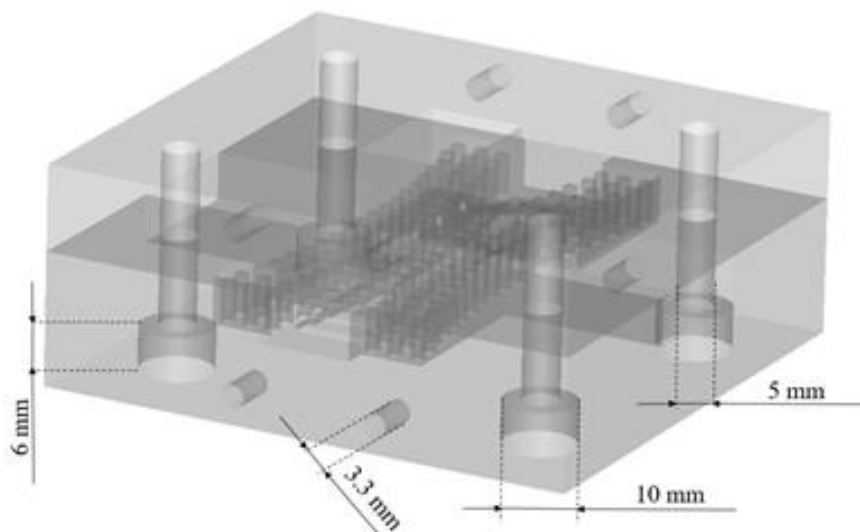


Fig. 4.7.2.3.3. Visualización de los componentes huecos en la estructura del prototipo final.

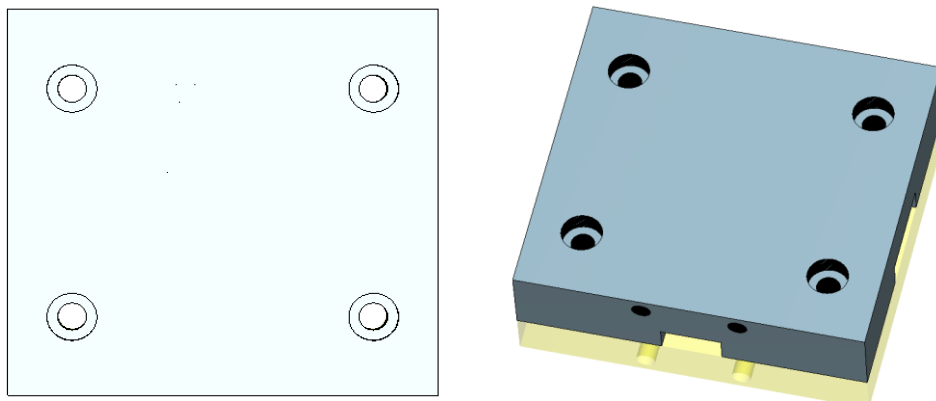


Fig. 4.7.2.3.4. Planta inferior y vista oblicua de la tapa inferior del prototipo.

Podemos ver claramente a partir de las figuras Fig. 4.7.2.3.3 y Fig. 4.7.2.3.4 como debería encajar perfectamente el tornillo y quedar dentro de la estructura permitiendo el contacto térmico de la tapa inferior en el momento de realizar las pruebas de medición en el laboratorio.



Capítulo 5

5. CONCLUSIÓN

En este Trabajo de Fin de Grado hemos tenido la oportunidad de profundizar en las tecnologías de guiado de ondas electromagnéticas: Groove Gap Waveguide y Ridge Gap Waveguide, además de comprender teóricamente los principios de funcionamiento de las Gap Waveguide en general.

Tras mencionar de forma breve y resumida los fundamentos teóricos que sustentan el trabajo realizado en este proyecto, hemos visto cómo podemos caracterizar, tanto a nivel de propiedades de calidad de la señal propagada, como a nivel de multipactor ambas guías mencionadas.

El primer punto de partida de este proyecto ha sido estudiar la Groove Gap Waveguide, alterando la posición del gap entre los pines y la tapa superior, centrándolo en la mitad de la guía, de forma que la altura de los pines se reduce a la mitad y éstos se disponen en ambas tapas, superior e inferior, conservando el mismo gap, pero ahora en la zona central, con el objetivo de comprobar si esta modificación pudiera ser prometedora en cuanto a nivel de potencia umbral de multipactor, obteniendo que no existe una mejora de los resultados.

Pese a que el estudio no resultara en una mejora en el rendimiento de esta tecnología, nos ha servido de iniciación para realizar análisis de diferentes Gap Waveguides. Esto que nos ha llevado a continuar el proyecto realizando otro análisis de multipactor sobre la tecnología Ridge Gap Waveguide, de la cual hemos realizado un estudio más profundo, caracterizando el comportamiento de la descarga de multipactor en función de sus parámetros de diseño. De este último análisis, hemos obtenido resultados relevantes, por un lado, demostrando que la altura del ridge es un factor crucial en cuanto a la potencia umbral que pueda soportar la guía, y por otra parte, hemos visto que se pueden conseguir potencias umbrales muy altas empleando esta guía.

Si bien es cierto, todos los resultados y conclusiones obtenidas a lo largo de este proyecto, están únicamente fundamentadas a base de resultados obtenidos mediante simulaciones. Por lo que, para una verificación final, estas guías deben medirse experimentalmente en el laboratorio. Para esto, hemos desarrollado toda una serie de apartados en los cuales, hemos profundizado en la etapa de diseño e implementación final de cara a realizar estas mediciones, teniendo en cuenta los equipos de medida y las condiciones a las que se someterá al dispositivo.

Aunque en este trabajo no se muestre el rendimiento real del dispositivo, el prototipo final se encuentra en la fase previa a la fabricación y será medido en un futuro, pero por motivos de tiempo, no podremos incluir imágenes del prototipo fabricado ni su desempeño real.

Finalmente, considerando que la presente labor ha sido llevada a cabo gracias a una beca de colaboración dentro de un proyecto de investigación de carácter académico, deseo destacar el profundo valor que esta experiencia ha aportado a mi formación. En este contexto, he tenido la enriquecedora oportunidad de adquirir conocimientos fundamentales sobre los procesos y ejecución de una rigurosa investigación, descubriendo la importancia del trabajo en equipo y lo crucial de poder aprender de diferentes puntos de vista.

REFERENCIAS

- [1] J. J. Vague et al., "Study of the Multipactor Effect in Groove Gap Waveguide Technology," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 5, pp. 2566-2578, May 2022, doi: 10.1109/TMTT.2022.3157587.
- [2] F. Fan, J. Yang, V. Vassilev and A. U. Zaman, "Bandwidth Investigation on Half-Height Pin in Ridge Gap Waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 1, pp. 100-108, Jan. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2017.2732983.
- [3] Kildal, Per-Simon. (1990). Artificially Soft and Hard Surfaces in Electromagnetics. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on. 38. 1537 - 1544. 10.1109/8.59765.
- [4] Kildal, P. ; Zaman, A. ; Rajo-Iglesias, E. (2011) "Design and experimental verification of ridge gap waveguides in bed of nails for parallel plate mode suppression". *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5(3), pp. 262-270.
- [5] Gonzalez-Iglesias, Daniel & Gimeno, Benito & Boria, Vicente & Gomez Gomez, Alvaro & Vegas, Angel. (2014). Multipactor Effect in a Parallel-Plate Waveguide Partially Filled With Magnetized Ferrite. *Electron Devices, IEEE Transactions on*. 61. 2552-2557. 10.1109/TED.2014.2322395.
- [6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Jhon Wiley and Sons, 1998. 4th ed.
- [7] Zaman, Ashraf & Kildal, Per-Simon. (2014). Wide-Band Slot Antenna Arrays With Single-Layer Corporate-Feed Network in Ridge Gap Waveguide Technology. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*. 62. 2992-3001. 10.1109/TAP.2014.2309970.
- [8] Valero-Nogueira, Alejandro & Alfonso Alos, Esperanza. (2017). How gap waveguides were conceived. 242-246. 10.23919/EuCAP.2017.7928260.
- [9] José Amado, Fernando Bianco, Germán Naldini. Caracterización de amplificadores de microondas: de los Parámetros-S a los Parámetros-X. *REVISTA FACULTAD DE CIENCIAS EXACTAS, FÍSICAS Y NATURALES*, vol. 3, no. 2, Sep 2016
- [10] Kildal, Per-Simon & Kishk, Ahmed. (2003). Em Modeling of Surfaces with STOP or GO Characteristics - Artificial Magnetic Conductors and Soft and Hard Surfaces. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*. 18. 32-40.
- [11] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic and P. -S. Kildal, "Gap Waveguide PMC Packaging for Improved Isolation of Circuit Components in High-Frequency Microwave Modules," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 16-25, Jan. 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2013.2271651.
- [12] Chen, Z. N., Liu, D., Nakano, H., Qing, X., & Zwick, T. (2016). *Handbook of antenna technologies*. Singapore: Springer.
- [13] Clifford Sibanda, "Design and Optimization of Gap Waveguide Components through Space Mapping," Stellenbosch University.
- [14] Multipaction design and test. ECSS-E-20-01A

GLOSARIO

TEM	Transverse Electromagnetic
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
GW	Gap Waveguide
AMC	Artificial Magnetic Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PEC	Perfect Electric Conductor
GGW	Groove Gap Waveguide
RGW	Ridge Gap Waveguide
RF	Radiofrecuencia
SEY	Secondary Emission Yield
MP	Multipactor
MTT	Microwave Theory and Techniques
CST	Computer Simulation Technology
W	Watts (Vatios)
WR	Waveguide Rectangular

