

Pruebas de viabilidad para aplicaciones espaciales sobre filtros de microondas implementados en tecnologías de transmisión integradas en sustrato.

Autor: José Manuel Merello Giménez

Tutor: María Carmen Bachiller Martín
Cotutor: Vicente Nova Giménez

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería de Telecomunicación.

Curso 2020-2021
Valencia, 1 de diciembre de 2020

Agradecimientos

A mi familia.

Palma de Mallorca, mayo de 2020.

Resumen

El continuo avance de los sistemas de comunicaciones, así como de las tecnologías asociadas a los mismos hace que sea necesario el desarrollo de estudios que permitan avalar el correcto funcionamiento de los subsistemas de comunicaciones bajo circunstancias nunca antes vistas. En concreto, el creciente uso de pico y nano satélites dentro de la industria espacial insta al proceso de diseño de dispositivos que vayan a ser embarcados en misiones de índole espacial a tener en cuenta los efectos adversos asociados a este tipo de entornos.

Este proyecto presenta un estudio completo de todos aquellos fenómenos físicos a tener en cuenta a la hora de realizar misiones espaciales con el fin de demostrar la viabilidad de cuatro filtros de microondas en banda Ku fabricados y medidos expresamente para este trabajo e implementados en cuatro tecnologías planares distintas (SIW, ESIW, ADSIW y ESICL). Estos filtros serán sometidos a análisis para estudiar su comportamiento ante fenómenos de descarga de electrones, fenómenos de expansión y contracción térmica, así como para estudiar su resistencia mecánica ante elevados niveles de estrés mecánico.

Resum

El continu avanç dels sistemes de comunicacions, així com de les tecnologies associades als mateixos fa necessari el desenvolupament d'estudis que permetin avalar el correcte funcionament dels subsistemes de comunicacions sota circumstàncies mai abans vistes. En concret, el creixent ús de pico i nano satèl·lits dins de la indústria espacial insta el procés de disseny, o de dispositius que vagin a ser embarcats en missions d'índole espacial a tenir en compte els efectes adversos associats a aquest tipus de entorns.

Aquest projecte presenta un estudi complet de tots aquells fenòmens físics a tenir en compte a l'hora de realitzar missions espaciales amb la finalitat de demostrar la viabilitat de quatre filtres de microones en banda Ku fabricats i mesurats expressament per a aquest treball i implementats en quatre tecnologies planars diferents (SIW, ESIW, ADSIW i ESICL). Aquests filtres han de ser sotmesos a anàlisi per estudiar el seu comportament davant fenòmens de descàrrega d'electrons, fenòmens d'expansió i contracció tèrmica, així com per estudiar la seva resistència mecànica davant elevats nivells d'estrès mecànic.

Abstract

The continuous progress of communication systems, as well as the technologies that are associated with them makes it necessary to develop studies that allow us to endorse the correct functioning of the communication subsystems under circumstances never previously seen. In particular, the increasing use of pico and nano satellites within the spatial industry urges the process of designing devices, which will be embarked on spatial missions, to take into account the adverse effects that are associated with this type of environments.

This project presents a complete study of all those physical phenomena to have into account when carrying out space missions in order to demonstrate the feasibility of four specifically manufactured and measured Ku-band microwave filters that have been imple-

mented in four different planar technologies (SIW, ESIW, ADSIW and ESICL) for this work. These filters will be analyzed to study their behavior in front of electron discharge phenomena, thermal expansion and contraction phenomena, as well as to study their mechanical resistance to high levels of mechanical stress.

Índice general

1. Introducción	9
1.1. Objetivos	9
1.2. Motivación	10
1.3. Estado del arte	10
1.4. Metodología y alcance del proyecto	12
1.4.1. Metodología	12
1.4.2. Planificación del trabajo	12
1.4.3. Desembolso económico	13
2. Estudio teórico	16
2.1. Efecto multipactor	16
2.1.1. Estudio analítico	17
2.2. Cambios de temperatura en materiales	24
2.2.1. Energía térmica	24
2.2.2. Transferencia de calor	24
2.2.3. Expansión térmica	27
2.3. Propagación de ondas mecánicas	29
2.3.1. Tipos de materiales	29
2.3.2. Ondas de estres	30
2.3.3. Ondas de choque	33
2.3.4. Frecuencia natural	34
2.4. Teoría de filtros	34
2.4.1. Fundamentación teórica	35
2.4.2. Métodos de diseño	37
3. Tecnologías y dispositivos	48
3.1. Filtros sobre los que se realiza el test	48
3.1.1. Substrate Integrated Waveguide	49
3.1.2. Empty Substrate Integrated Waveguide	50
3.1.3. Alternating Dielectric Substrate Integrated Waveguide	51
3.1.4. Empty Substrate Integrated Coaxial Line	52
3.2. Transiciones entre tecnologías	53
3.2.1. Líneas microstrip	54
3.2.2. Transición a ESIW	56
3.2.3. Transición a SIW y ADSIW	56
3.2.4. Transición a ESICL	56
3.3. Kit de calibración TRL	57
3.3.1. Aplicación específica en las pruebas de temperatura	57
3.3.2. Método analítico	59
4. Diseño y fabricación	61

4.1. Diseño final de filtros y líneas	61
4.2. Tecnologías de fabricación	62
4.3. Proceso de fabricación	64
4.4. Dispositivos fabricados	66
5. Pruebas, medidas y resultados	71
5.1. Efecto multipactor	71
5.1.1. Especificaciones de la norma ECSS	71
5.1.2. Simulaciones	72
5.2. Pruebas de temperatura	86
5.2.1. Especificaciones de la norma ECSS	86
5.2.2. Simulaciones	87
5.2.3. Pruebas a presión atmosférica	90
5.2.4. Pruebas en vacío	93
5.3. Pruebas de vibración	98
5.3.1. Consideraciones generales	99
5.3.2. Barrido sinusoidal	100
5.3.3. Vibración aleatoria	101
5.3.4. Resultados	102
6. Conclusiones	106
6.1. Pruebas realizadas	106
6.2. Líneas futuras	107

Índice de figuras

1.1. Cubosatélites listos para ser puestos en órbita.	11
2.1. Representación simplificada del modelo de placas paralelas. Fuente [14]. . .	18
2.2. Ejemplo de la curva de <i>SEY</i> de un metal. Readaptado a partir de [14]. . . .	19
2.3. Ejemplo de susceptibilidad de multipactor para la asunción de velocidad inicial constante. Readaptado a partir de [12].	21
2.4. Ejemplo de susceptibilidad de multipactor para la asunción de k constante e igual a 2,5. Readaptado a partir de [12].	22
2.5. Progresión de la distribución de temperatura a lo largo del cuerpo de una varilla metálica en ausencia de fuentes externas de calor.	26
2.6. Variación en la dilatación térmica del cobre en función de la temperatura. Fuente [17].	28
2.7. Curva de estrés-deformación para un material con zonas de comportamiento elástico y plástico. Readaptada a partir de [18].	30
2.8. (a) Propagación de una onda plana longitudinal. (b) Propagación de una onda plana transversal. (c) Propagación de una onda Rayleigh. Fuente [18]	31
2.9. Representación esquemática del choque elástico entre dos varillas.	32
2.10. Onda de choque provocada por un proyectil.	34
2.11. (a) Guía de onda cargada con diafragmas. (b) Equivalente circuital de una línea de transmisión cargada con elementos reactivos. Fuente [25].	35
2.12. Esquema de una red de dos puertos terminada con sus impedancias imagen. Fuente [25].	37
2.13. (a) Sección tipo T. (b) Sección tipo π . Fuente [25].	38
2.14. (a) Sección k-constante de tipo T para filtros paso bajo. (b) Sección k-constante de tipo π para filtros paso bajo. Fuente [25].	39
2.15. (a) Sección m-derivada de tipo T para filtros paso bajo. (b) Sección m-derivada de tipo T para filtros paso alto. Fuente [25].	39
2.16. Variación de la atenuación para filtros paso-bajo basados en secciones k-constante, secciones m-derivada, así como de respuesta compuesta. Readaptado a partir de [25].	39
2.17. Variación de la impedancia imagen en función de la frecuencia para distintos valores de m para un filtro paso bajo basado en secciones m-derivada. Fuente [25].	40
2.18. Esquemático de un filtro compuesto de cuatro etapas a partir de distintos tipos de secciones. Readaptado a partir de [25].	40
2.19. Pasos involucrados en el proceso de diseño de filtros basado en el método de las pérdidas de inserción.	41
2.20. Prototipo paso bajo de un filtro de orden 2.	42
2.21. Valores de g_i tabulados hasta el orden $N = 10$ para filtros tipo Chebyshev de con 0.5 y 3 dB de rizado en la banda de paso.	43

2.22.	Circuitos equivalentes para cada tipo de filtro después de aplicar las transformaciones en frecuencia a los elementos del prototipo paso bajo. Readaptación a partir de [25].	44
2.23.	Inversores de impedancia. (a) Funcionamiento de un inversor de impedancias. (b) Implementación basada en transformadores $\lambda/4$. (c) Implementación basada en líneas de transmisión cargadas con elementos reactivos. (d) Implementación basada en redes de condensadores. Readaptación a partir de [25].	46
2.24.	Gráficas para el cálculo de la reactancia paralela equivalente de un iris inductivo en guía de onda. Fuente [26].	47
3.1.	Vista en perspectiva de una línea SIW con sus dimensiones características. Readaptación a partir de [27].	49
3.2.	Comparativa entre un iris inductivo desarrollado en tecnología SIW y su equivalente en guía de onda clásica.	50
3.3.	Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología SIW.	50
3.4.	Desglose de las tres PCB necesarias para producir una línea ESIW.	51
3.5.	Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ESIW.	51
3.6.	Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ADSIW.	52
3.7.	(a) Línea ESICL con sus dimensiones básicas. (b) Línea ESICL vista en perspectiva. Fuente [33]	53
3.8.	(a) Conductor central del resonador basado en líneas ESICL. (b) Circuito equivalente del inversor de impedancias a emular. (c) Inversor de impedancia basado en estructuras con comportamiento inductivo a lo largo de la línea ESICL.	54
3.9.	Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ESICL.	54
3.10.	Distribución de las líneas de campo eléctrico y magnético en una sección transversal de una línea <i>microstrip</i>	55
3.11.	Sección transversal de una línea <i>microstrip</i> con sus dimensiones más significativas.	55
3.12.	Visión en planta de la transición de línea <i>microstrip</i> a tecnología ESIW acotada con sus dimensiones características. (a) Vista del conjunto de la transición. (b) Vista en detalle de la segunda estructura de tapering. Fuente [37].	56
3.13.	Visión en planta una línea SIW en cuyos puertos se ha integrado una transición a línea <i>microstrip</i> mostrando sus dos parámetros de diseño característicos. Fuente [38].	57
3.14.	Vista en planta de la capa central de una transición entre una línea <i>microstrip</i> una línea ESICL. (a) Parte superior de la capa central. (b) Parte inferior de la capa central. Fuente [39]	58
3.15.	Diagrama de bloques de una medida del VNA.	59
4.1.	Vista en planta del filtro desarrollado en tecnología SIW.	62
4.2.	Vista en planta de la capa central del filtro desarrollado en tecnología ESIW.	62
4.3.	Vista en planta de la capa central del filtro desarrollado en tecnología ADSIW.	62
4.4.	Vista en planta de la capa central del filtro desarrollado en tecnología ESICL.	63
4.5.	Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en SIW.	65
4.6.	Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ESIW.	66

4.7.	Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ADSIW.	66
4.8.	Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ESICL.	67
4.9.	(a) Vista en planta de la capa central del filtro fabricado en tecnología ESIW. (b) Vista en perspectiva del filtro ESIW. (c) Detalle de la transición entre línea <i>microstrip</i> y guía de onada vacía.	67
4.10.	(a) Vista en planta de la capa central del filtro fabricado en tecnología ADSIW. (b) Vista en perspectiva del filtro ADSIW. (c) Detalle de la transición entre línea <i>microstrip</i> y guía de onda rellena de dieléctrico.	68
4.11.	(a) Vista en planta de la capa 3 (cara <i>top</i>) del filtro fabricado en tecnología ESICL. (b) Vista en planta de la capa 2 del filtro ESICL. (c) Detalle de la cara <i>bottom</i> de la capa 3 del filtro ESICL.	69
4.12.	(a) Vista en plan del filtro fabricado en tecnología SIW con sus conectores soldados. (b) Vista en planta del filtro fabricado en tecnología ADSIW. (c) Vista en planta de los filtros ESICL y ESIW fabricados y ensamblados a las estructuras de aluminio diseñadas exclusivamente para el la prueba de temperatura en condiciones de vacío.	70
5.1.	Distribución de campo eléctrico vertical en la sección transversal del modo TE_{10} para los filtros basados en tecnología SIW, ESIW y ADSIW.	72
5.2.	Distribución de campo eléctrico absoluto para el modo TEM en la sección transversal de una línea ESICL.	73
5.3.	Interfaz de la herramienta software <i>Multipactor Calculator</i> para el cálculo de voltajes umbrales en estructuras que cumplen los requisitos topológicos del modelo de placas paralelas.	74
5.4.	Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ESIW.	77
5.5.	Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ADSIW.	78
5.6.	Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ESICL.	79
5.7.	Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ESIW.	80
5.8.	Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ADSIW teniendo en cuenta las secciones rellenas de dieléctrico y las secciones vacías.	80
5.9.	Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ESICL.	81
5.10.	Diferencia de potencial eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ESIW.	81
5.11.	Diferencia de potencial eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ADSIW.	82
5.12.	Campo eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ESICL.	82
5.13.	Diferencia de potencial eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.814 GHz) a lo largo del filtro ESIW.	83
5.14.	Diferencia de potencial eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.832 GHz) a lo largo del filtro ADSIW.	83
5.15.	Campo eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.808 GHz) a lo largo del filtro ESICL.	84
5.16.	Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ESIW.	84
5.17.	Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ADSIW.	85

5.18. Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ESICL.	85
5.19. Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ESIW a la frecuencia de 13 GHz.	85
5.20. Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ADSIW a la frecuencia de 13 GHz.	86
5.21. Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ESICL a la frecuencia de 13 GHz.	86
5.22. Extracto de la norma ECSS-E-ST-10-03C donde se definen los distintos elemento que forman el segmento espacial de una misión clasificandolos en función de su complejidad.	87
5.23. Respuesta en frecuencia simulada del filtro SIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C	88
5.24. Respuesta en frecuencia simulada del filtro ESIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C	88
5.25. Respuesta en frecuencia simulada del filtro ADSIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C	89
5.26. Respuesta en frecuencia simulada del filtro ESICL para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C	89
5.27. Imagen de la cámara de temperatura utilizada en las pruebas de temperatura a presión atmosférica.	90
5.28. Perfil de temperatura aplicado por la cámara térmica para las pruebas a presión atmosférica.	91
5.29. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología SIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	92
5.30. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	92
5.31. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ADSIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	93
5.32. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESICL bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	93
5.33. Temperatura alcanzada por la cámara térmica y los dispositivos durante las pruebas de temperatura en vacío.	94
5.34. Esquemático del set up del proceso de medida de la respuesta eléctrica en las pruebas de temperatura en vacío.	94
5.35. (a) Filtros SIW, ADSIW, ESICL y ESIW con sus plantillas de aluminio. (b) Filtros ESIW y ESICL con plantillas de aluminio. (c) Elementos del kit de calibración TRL con puentes térmicos de cobre.	95
5.36. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología SIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	96
5.37. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	96
5.38. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ADSIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	97
5.39. Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESICL bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C	97
5.40. (a) Acelerómetro triaxial pcb 356A16 (100 mV/g). (b) Acelerómetro ultraligero pcb 352C22 (10 mV/g).	99
5.41. Filtros ADSIW y ESICL atornillados a la placa de metacrilático para la ejecución de las pruebas de vibración.	100

5.42. <i>Set up</i> para las pruebas de vibración con todos los filtros bajo test atornillados a una placa de metacrilato. (a) Vibrado en el eje x. (b) Vibrado en el eje z. (c) Vibrado en el eje y.	101
5.43. Ejemplo de densidad espectral de amplitud de vibrado establecido por la NASA.	102
5.44. Densidad espectral de amplitud de vibrado aplicada a los filtros en las pruebas de vibrado aleatorio.	103
5.45. Respuesta frecuencial del filtro en tecnología SIW antes y después de las pruebas de vibración.	103
5.46. Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ESIW antes y después de las pruebas de vibración.	104
5.47. Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ESICL antes y después de las pruebas de vibración.	104
5.48. Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ADSIW después de las pruebas de vibración.	105

Índice de Tablas

1.1.	Presupuesto en concepto de personal.	14
1.2.	Presupuesto en concepto de materiales, herramientas y pruebas involucradas en el proyecto.	15
2.1.	Velocidades en m/s de ondas longitudinales y transversales en diferentes medios. Fuente [18].	32
3.1.	Transformaciones entre parámetros de dispersión y elementos de la matriz $ABCD$	60
4.1.	Dimensiones de conjunto de todos los filtros.	61
4.2.	Dimensiones en milímetros del filtro en SIW con respecto a las cotas de la Figura 4.1.	63
4.3.	Dimensiones en milímetros del filtro en ESIW con respecto a las cotas de la Figura 4.2.	63
4.4.	Dimensiones en milímetros del filtro en ADSIW con respecto a las cotas de la Figura 4.3.	64
4.5.	Dimensiones en milímetros del filtro en ESICL con respecto a las cotas de la Figura 4.4.	64
5.1.	Márgenes aplicables a los distintos tipos de dispositivos bajo test en función de la ruta de verificación seleccionada.	72
5.2.	Parámetros característicos de los filtros en referencia a su comportamiento bajo el efecto multipactor.	78
5.3.	Comparativa de los resultados arrojados por las pruebas de temperatura para los distintos dispositivos.	98
5.4.	Variación de las frecuencias naturales de los filtros tras la realización del conjunto de pruebas de vibrado.	105

Capítulo 1

Introducción

El presente trabajo fin de Máster presenta un estudio, con su consecuente realización práctica en dispositivos reales, de todas aquellas pruebas que ha de pasar un dispositivo de RF si se pretende embarcarlo en cualquier misión espacial. Las especiales características del contexto espacial hacen que todos los sistemas que vayan a formar parte de una misión de este tipo tengan que pasar una serie de pruebas relacionadas con su correcto funcionamiento bajo los extremos entornos (alto vacío, elevados gradientes de temperatura, despegues y aterrizajes, grandes manejos de potencia...) en los que han de trabajar [1], [2], [3]. Por todo esto, en este proyecto se ha querido demostrar la viabilidad de cuatro filtros de microondas en banda Ku a la hora de ser utilizados en misiones espaciales. Esta demostración se ha llevado a cabo mediante la realización de tres pruebas: manejo máximo de potencia antes de ruptura por efecto multipactor, variación de la respuesta frecuencial en función de la temperatura y correcto funcionamiento de los filtros tras ser sometidos a pruebas de estrés basadas en vibraciones mecánicas.

De este modo, el proyecto presenta un estudio teórico completo de los fenómenos físicos relacionados con las tres pruebas a realizar, así como de los filtros y tecnologías de transmisión empleadas para implementarlos. Asimismo, se expone el proceso de diseño y fabricación de los filtros a validar y finalmente se definen las distintas pruebas realizadas, así como los resultados extraídos de las mismas con su correspondiente comparativa en referencia a los primeros resultados basados en simulaciones electromagnéticas.

1.1. Objetivos

Como ya se ha comentado, el objetivo principal de este proyecto es demostrar la viabilidad de cuatro filtros fabricados en distintas tecnologías de transmisión (SIW, ESIW, ADSIW, ESICL) a la hora de ser utilizados en misiones espaciales. Para ello se realizarán estudios y pruebas relacionadas con el efecto multipactor (manejo de potencia de los filtros antes de que se produzca este efecto), la temperatura de operación de los dispositivos y la capacidad de soportar situaciones de estrés mecánico. En el caso del estudio del efecto multipactor en los dispositivos, es necesario destacar la grandes recursos necesarios a la hora de llevar a cabo un diseño experimental de semejante magnitud: los grandes costes económicos, las tecnologías de alta precisión, así como la disponibilidad de los laboratorios con la capacidad de realizar estas pruebas hace que el presente proyecto se haya centrado, en lo que a efecto multipactor se refiere, en un estudio simulacional del fenómeno¹, dejando para el futuro el desarrollo del diseño experimental de este efecto. Todas estas

¹Como se verá en posteriores secciones, el órgano institucional encargado de confeccionar los estándares no invalida los resultados extraídos a partir de simulaciones donde, simplemente, al haber una mayor holgura en la fiabilidad de los resultados, los márgenes de confianza que se aplican a los filtros serán mayores.

pruebas seguirán lo estándares especificados por la ESA de forma que la validación que se realice de los filtros será la más rigurosa posible. Una vez realizadas las pruebas, se expondrá una diferenciación de los filtros en función de sus ventajas e inconvenientes, así como de su mayor o menor adecuación a las distintas características ambientales propias de las misiones espaciales. Por otra parte, se analizarán los resultados obtenidos en las pruebas experimentales y se confrontarán con las simulaciones software previas, con el fin de constatar qué grado de veracidad puede darse a las simulaciones cuando se trata con efectos tan complejos.

1.2. Motivación

Los factores que motivan este proyecto son muy variados. En primer lugar, la innovación que implica la realización práctica de este tipo de pruebas en filtros de estas características no tiene precedente. Como se comentará en la siguiente sección, en aplicaciones espaciales, la tecnología imperante es la guía de onda rectangular y es la topología sobre la que más estudios hay de este tipo [4],[5]. Por ello, en este proyecto se ha querido realizar los tests sobre cuatro tecnologías planares, nunca antes estudiadas en estos términos, con el fin de subrayar las ventajas que conllevaría el uso de tecnologías integradas en sustrato en aplicaciones de este tipo en contraposición a los inconvenientes típicos de las guías de onda rectangulares (elevado peso y tamaño). Todo esto, sumado a la revolución que se está llevando a cabo en materia de picosatélites y nanosatélites con las consecuentes tendencias a la reducción de peso y volumen hacen de este trabajo un punto de partida muy importante a la hora de introducir todo un abanico de nuevas tecnologías de transmisión en aplicaciones de este estilo [6], [7]. Además, todos los filtros han sido diseñados y fabricados por el mismo equipo de investigación (Grupo de Aplicaciones de Microondas del iTEAM) en el que se engloba el presente proyecto, donde cabe destacar que tres de las tecnologías utilizadas han sido desarrolladas completa o parcialmente por este mismo grupo de investigación [8], [9], [10].

Por otro lado, la posibilidad de trabajar con distintos equipos de investigación y grupos de renombre es un gran aliciente para este proyecto. Debido a la complejidad de todo el trabajo llevado a cabo, la colaboración con otros grupos de investigación ha sido indispensable, con todo el flujo de conocimientos que esto implica. Se ha trabajado con el Departamento de Teoría de la Señal de la UCLM para la fabricación de todos los filtros donde ha sido posible utilizar maquinaria de diseño de PCB de alta precisión. Por otra parte, es destacable la participación del Departamento de Física Aplicada del Centro de Investigación en Ingeniería Mecánica de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales a la hora de realizar las pruebas de vibrado de todos los filtros. Por último, ha resultado de una importancia abismal la posibilidad de contar con los laboratorios del ValSpace Consortium a la hora de realizar los tests de temperatura, así como para medir la respuesta de todos los filtros de la manera más fidedigna posible con tecnología de vanguardia.

1.3. Estado del arte

Es bien sabido que en las últimas décadas se está viviendo una revolución sin precedentes en el ámbito de las tecnologías de la información; las cada vez más altas tasas de transmisión requeridas por el crecimiento exponencial de la demanda de estos servicios hace que los requerimientos exigidos a los sistemas de comunicaciones sean cada vez más elevados: mayores relaciones señal a ruido, elevadas sensibilidades, modulaciones cada vez más complejas, tamaño y peso reducidos, procesos de fabricación baratos y un muy largo etcétera. Uno de los elementos clave en la actual evolución del sector de las telecomunica-

ciones son los satélites de comunicaciones y los cada vez más variados servicios que prestan [11].

Surgidos en la década de los 60 para dar soporte a servicios de voz con capacidad global, el abanico de servicios ofrecidos por los satélites de comunicaciones es cada vez más extenso: FSS (Fixed Satellite Service), DBS (Direct Broadcast System), redes VSAT (Very Small Aperture Terminal), geolocalización... Además, la posibilidad de poner en órbita satélites de reducido tamaño (picosatélites, nanosatélites y cubosatélites), así como la aparición del estándar de diseño CubeSat hacen que las posibilidades de los satélites se multipliquen permitiendo la posibilidad de puestas en órbita a precios nunca antes imaginados [12]. No obstante, las comunicaciones por satélite acarrear diversas dificultades que han de ser afrontadas: la gran distancia del enlace de comunicaciones que sostienen requiere tanto una elevada PIRE como un gran manejo de potencia, el volumen y peso de sus componentes no puede ser muy elevado, el ambiente extremo en el que se desarrolla la transmisión de información (condiciones del alto vacío, grandes cambios de temperatura, aterrizajes y despegues...) etc. Dentro de estas condiciones extremas destaca la condición de alto vacío ya que limita de forma directa el manejo de potencia de los dispositivos debido a la posible aparición de efecto multipactor que, como se explicará más adelante, consiste en la descarga masiva de electrones entre las placas metálicas que sustentan los campos electromagnéticos.

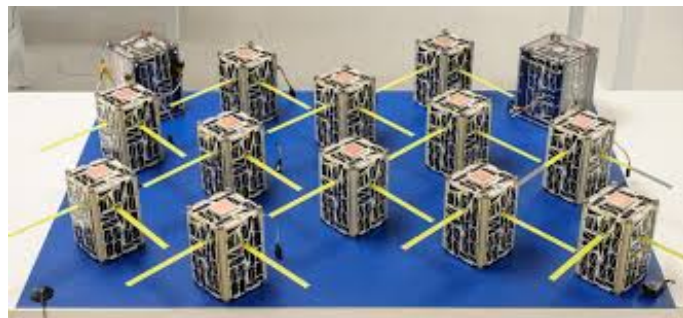


Figura 1.1: Cubosatélites listos para ser puestos en órbita.

A la hora de escoger las tecnologías de transmisión de los filtros de RF embarcados en los satélites, la tendencia es la utilización de guías de onda rectangulares a frecuencias de microondas, puesto que a frecuencias inferiores la ionosfera no presenta transparencia electromagnética. No obstante, debido al uso de frecuencias cada vez más altas, así como a la necesidad de reducción de peso y volumen se hace muy interesante la penetración de tecnologías planares a la hora de desarrollar este tipo de dispositivos. En concreto la utilización de filtros en plano H, así como la introducción de cavidades resonantes basadas en material dieléctrico son líneas de investigación clásicas frente al estudio de los circuitos integrados en sustrato [13]. No obstante, estas nuevas tecnologías no presentan el nivel de comprensión, en relación a los efectos de alto vacío, que la tecnología en guía de onda y, por ello, en este proyecto se pretende arrojar luz sobre el comportamiento de estas nuevas tecnologías de transmisión en el segmento espacial. Por otro lado, los estudios que sobre manejo de potencia por efecto multipactor se realizan en los ámbitos académicos y de investigación suelen limitarse a un estudio teórico mediante software y muy difícilmente se encuentra un diseño experimental con pruebas reales y acordes a los estándares. Además, estos trabajos de validación de dispositivos suelen centrarse en una única prueba mientras que en este proyecto se presenta la verificación íntegra de los dispositivos tanto para efecto multipactor como para altos gradientes de temperatura y niveles de estrés vibratorios.

1.4. Metodología y alcance del proyecto

Debido a las soluciones que este proyecto presenta tanto en cuestión de nuevas tecnologías como con todo lo relacionado con la validación de los filtros para su uso en espacio, tanto los resultados como las tecnologías y los procedimientos desarrollados pueden ser ofrecidos como producto a cualquier empresa o grupo que lo requiera.

En cuanto al uso de nuevas tecnologías, la presentación que este proyecto hace de soluciones en tecnologías planares para aplicaciones espaciales rompe con la tendencia del uso de guías de onda clásicas cuyo mayor peso, tamaño, coste y dificultad de integrabilidad hacen que los dispositivos planares de este proyecto adquieran un gran valor por diversas razones. En primer lugar, estas nuevas tecnologías rompen con los inconvenientes en cuanto a dimensiones, peso y coste de las guías de onda tradicionales. Además, tres de los cuatro filtros están fabricados en líneas de transmisión desarrolladas por el grupo de investigación al que este proyecto se adscribe. En cuanto a los procedimientos desarrollados a la hora de realizar el conjunto de estudios y pruebas, el presente trabajo aporta un valor doble tanto en relación a la validación de los filtros (listos para ser utilizados en cualquier tipo de misión espacial) como en cuanto al desarrollo de los conocimientos y métodos necesarios para llevar a cabo este estudio con cualquier otro tipo de dispositivos.

Por todo esto, en las siguientes subsecciones se presenta un presupuesto desglosado, así como un esquema con los tiempos requeridos para realizar tantos los tests como para fabricar los filtros de RF.

1.4.1. Metodología

La metodología empleada a lo largo de la realización del proyecto se asemeja a la variante Kanban de la familia de metodologías ágiles. Esta metodología se basa en la consecución eficiente de objetivos a través de procesos flexibles basados en conjuntos de tareas que pueden estar en proceso de realización o en cola, esperando a que haya recursos disponibles para realizarlas. En este sentido, esta metodología se adapta muy bien a la cadencia de trabajo de este proyecto, donde la posible falta disponibilidad de otros departamentos y grupos de investigación involucrados en el proyecto hacen necesaria la adopción de mecanismos ágiles de gestión y clasificación de tareas complementarias que puedan ir realizándose en función del estado en el que se encuentre el proyecto y de las relaciones con terceros.

1.4.2. Planificación del trabajo

El plan de trabajo del proyecto se ha estructurado en las fases que siguen:

1. **Estudio teórico:** análisis teórico de los fenómenos en los que consisten las pruebas, así como de los dispositivos que se someterán a las mismas.
 - Pruebas a realizar:
 - Efecto multipactor
 - Análisis térmico
 - Análisis mecánico
 - Teoría de filtros:
 - SIW
 - ESIW
 - ADSIW
 - ESICL

- Transiciones
 - Kits de calibración
2. **Resultados de simulación:** una vez sentadas las bases de los fenómenos físicos a analizar, se realiza un primer acercamiento a los mismos a través del uso del software de simulación CST.
 - Efecto multipactor:
 - Estudio del campo electromagnético con CST.
 - Estudio de voltajes umbral con Multipactor Calculator.
 - Análisis térmico con CST
 3. **Fabricación:** realización práctica de los dispositivos a evaluar.
 - Filtro SIW
 - Filtro ESIW
 - Filtro ADSIW
 - Filtro ESICL
 - Kit de calibración TRL
 4. **Realización de las pruebas:** elaboración del diseño experimental de las pruebas a realizar y realización de las mismas.
 - Pruebas de temperatura:
 - A presión atmosférica
 - En condiciones de vacío
 - Pruebas de vibrado:
 - Vibrado senoidal
 - Vibrado Random
 - Medidas de frecuencia natural
 5. **Análisis de resultados:** extracción y procesado de los resultados obtenidos.
 6. **Redacción de la memoria**

1.4.3. Desembolso económico

Debido a la variedad de pruebas realizadas, así como al conjunto de departamentos que este proyecto ha involucrado resulta importante mostrar el gasto monetario que un trabajo de estas características conlleva tanto a nivel de personal como a nivel de materiales, herramientas y pruebas realizadas.

En la Tabla 1.1 se puede encontrar un desglose de las horas dedicadas a distintas actividades en función del perfil del trabajador que ha realizado dichas tareas. En concreto, se han definido 4 perfiles distintos: uno de ingeniero superior con un coste de 30 €/hora, un coste de ayudante de coordinación de 70 €/hora, otro de director de proyecto de 100 €/hora y se ha añadido el coste de los servicios prestados por dos consultores senior a los que se ha asignado gastos por servicio y no por hora en función de su experiencia y la complejidad de la materias tratadas por los mismos. En cuanto a las tareas realizadas por los distintos perfiles, estas se han dividido en: tareas de estudio teórico, necesarias para la comprensión de los fenómenos físicos de las tres pruebas, así como para el estudio de los

filtros y de las tecnologías en que está implementados; tareas de diseño, donde se engloba el conjunto de simulación realizadas, así como la preparación de archivos de control de las herramientas de fabricación; tareas de fabricación, en las cuales se encuentra el conjunto de horas utilizadas en el proceso completo de fabricación de los cuatro filtros, así como de las réplicas necesarias para la realización de todas las pruebas; y, por último, el conjunto de tareas asociadas al proceso de realización de las pruebas experimentales.

Ingeniero superior		
Estudio teórico	200 h.	6000 €
Diseño	80 h.	2400 €
Fabricación	80 h.	2400 €
Pruebas	120 h.	3600 €
Ayudante de coordinación		
Estudio teórico	100 h.	7000 €
Diseño	50 h.	3500 €
Fabricación	80 h.	5600 €
Pruebas	120 h.	8400 €
Director del proyecto		
Estudio teórico	60 h.	6000 €
Diseño	20 h.	2000 €
Pruebas	60 h.	6000 €
Consultores senior		
Consultor 1		10000 €
Consultor 1		9000 €
Total		66500 €

Tabla 1.1: Presupuesto en concepto de personal.

Por otro lado, en la Tabla 1.2 se hace un desglose de los gastos realizados en concepto de herramientas, materiales y pruebas realizadas. Como se puede observar, en esta tabla se tienen en cuenta los gastos generados por: alquiler de servidores para la realización de simulaciones, alquiler de herramientas de fabricación y materiales y, por último, los gastos en que se ha incurrido para realizar el conjunto de pruebas a los cuatro dispositivos. Como se puede observar, las pruebas de multipactor son las que requieren un desembolso mayor y es está una de las razones por las que no han podido realizarse.

Diseño de los dispositivos	
Servidores de simulación	1500 €
Fabricación de los dispositivos	
Materiales	20000 €
Fresadoras	9000 €
Metalizadora	4000 €
Horno de soldadura	500 €
Pruebas de vibración	
Prueba 1	1800 €
Prueba 2	1800 €
Prueba 3	1000 €
Pruebas de temperatura	
En atmósfera	7700 €
En vacío	7700 €
Pruebas de multipactor	
Pruebas	26000 €
Informe	500 €
Total	82300 €

Tabla 1.2: Presupuesto en concepto de materiales, herramientas y pruebas involucradas en el proyecto.

Capítulo 2

Estudio teórico

En esta sección se va a realizar un repaso de los fundamentos teóricos de la física que gobierna todos aquellos efectos en relación a los cuales se ha puesto a prueba a los filtros de microondas durante la realización de las pruebas. Por otro lado, también se va a exponer la teoría de filtros de microondas para posteriormente destacar los procesos de diseño de los mismos.

En concreto, se van a definir teóricamente los efectos de dilatación y compresión de materiales por cambios de temperatura, la respuesta de los mismos bajo determinados procesos de estrés producidos por ondas mecánicas, así como los efectos de descarga de electrones en condiciones de alto vacío, conocidos comúnmente con el nombre de multipactor. Este último efecto, el primero en ser explicado, es el que más ricamente va a ser descrito debido a dos motivos: la especial dificultad teórica del fenómeno, el cual no ha sido todavía comprendido completamente en sus bases físicas y la complejidad asociada a las pruebas de medida del mismo.

2.1. Efecto multipactor

Descubierto por primera vez en 1930 por Philo Taylor Farnsworth, el efecto multipactor fue estudiado y utilizado, en un primer momento, por sus efectos positivos a la hora tanto de amplificar señales de alta frecuencia como de servir como oscilador. De este modo, Farnsworth utilizó este fenómeno en tubos de vacío para desarrollar el primer sistema electrónico de televisión. Después de este acontecimiento, muchos fueron los científicos (Henneberg, Gill von Engel, Gallagher, Vaughan...) que continuaron con esta línea de investigación llevando a cabo tanto análisis más detallados como estudios teóricos y experimentales [12], [13].

No obstante, las televisiones actuales no se basan en tubos de vacío, y el efecto multipactor es estudiado principalmente en base a sus efectos perjudiciales en sistemas electrónicos embarcados en misiones satelitales. Debido a la falta de transparencia de la ionosfera terrestre para con las señales de baja frecuencia, los enlaces satelitales de comunicaciones trabajan a frecuencias de microondas, las cuales son más propensas a provocar este efecto. Por otro lado, la tendencia a utilizar una única antena tanto para transmisión como para recepción hace necesaria la introducción de diplexores en los sistemas de comunicaciones, así como de filtros capaces de separar los distintos canales de comunicación. Además, las elevadas pérdidas por propagación inherentes a estos enlaces hacen necesario el uso de elevadas potencias en los sistemas. Todo esto provoca que los dispositivos tengan que manejar altos niveles de energía, hecho que en dispositivos como los filtros puede provocar fácilmente que se desencadene este efecto.

Básicamente, el efecto multipactor consiste en la descarga masiva de los electrones presentes en la nube de electrones de los metales que confinan y guían el campo eléctrico

dentro de los filtros. Bajo un campo eléctrico lo suficientemente elevado y en condiciones de alto vacío, los electrones de una de las placas pueden sufrir una fuerza de atracción lo suficientemente grande como para romper la barrera de conductividad del vacío y salir emitidos hacia la otra placa. Estos electrones, al chocar con la placa, bajo ciertas condiciones de velocidad y ángulo de incidencia, pueden hacer que otros electrones (denominados electrones secundarios) se suelten del metal y, si justo en ese momento el sentido del campo eléctrico se invierte, estos nuevos electrones se vean acelerados contra la placa metálica frontal desencadenando una descarga masiva de electrones en el interior del dispositivo en cuestión. Esta descarga puede provocar los siguientes efectos adversos:

- **Ruido eléctrico:** por la presencia de cargas en movimiento dentro del dispositivo que disminuiría la SNR llegando a provocar la emisión de armónicos que interferirían con la señal pura.
- **Desintonización de cavidades:** debido al apantallamiento de parte del campo eléctrico transmitido por la reorganización de los electrones libres entre las placas sobre los que la señal principal incidiría. Esto provocaría que parte de la potencia se reflejará provocando tanto un aumento de las pérdidas de inserción como un aumento de la potencia reflejada hacia el elemento previo al filtro, pudiendo llegar a dañarlo en caso de no contar con un dispositivo preventivo como un circulador.
- **Aumento de temperatura:** derivado del choque de los electrones con las paredes del metal que aumentaría la energía cinética de las partículas del metal pudiendo llegar a inutilizar el dispositivo por un aumento excesivo de la temperatura.
- **Liberación de gas:** el efecto multipactor puede generar liberación local de gas (*out-gassing*) pudiendo provocar que los electrones libres choquen con el gas, ionizándolo y generando una nube de plasma (efecto corona) con efectos perniciosos. Esto es importante porque las descargas en presencia de gas (dependiendo del rango de presiones) pueden darse para diferencias de potencial mucho menores que las necesarias en condiciones de vacío.

Dicho esto, cabe mencionar que la ruptura de un dispositivo una vez embarcado en el satélite provocaría consecuencias catastróficas para la misión por la imposibilidad de reparación, por lo que el efecto multipactor ha de estar perfectamente caracterizado para todos los dispositivos que operen en condiciones de alto vacío, de modo que se sepa la potencia máxima que son capaces de manejar sin que ocurra el efecto [14].

2.1.1. Estudio analítico

El estudio analítico básico del efecto multipactor se basa en el modelo de placas paralelas. En este modelo (ver Figura 2.1), dos placas metálicas separadas por una distancia d sustentan el campo eléctrico generado por una fuente de RF consistente en un tono puro a la frecuencia f con una pulsación angular de $\omega = 2\pi f$. Este campo eléctrico es de la forma $E = E_0 \sin(\omega t)$ y por el principio fundamental de la dinámica se obtiene que

$$ma = eE, \tag{2.1}$$

donde m es la masa del electrón que resulta ser $9,110^{-31}$ Kg, e es la carga del electrón que tiene un valor de $1,60210^{-19}C$ y a es la aceleración que experimenta el electrón que se ha soltado de la placa metálica. Integrando y reorganizando (2.1) se extraen las ecuaciones que definen la aceleración, la velocidad v y la posición x del electrón en función del tiempo:

$$a = \frac{eE_0}{m} \sin(\omega t), \quad (2.2)$$

$$v = -\frac{eE_0}{m\omega} \cos(\omega t) + A, \quad (2.3)$$

$$x = -\frac{eE_0}{m\omega^2} \sin(\omega t) + At + B, \quad (2.4)$$

donde A y B son las constantes de integración y dependen de las condiciones de contorno que se apliquen.

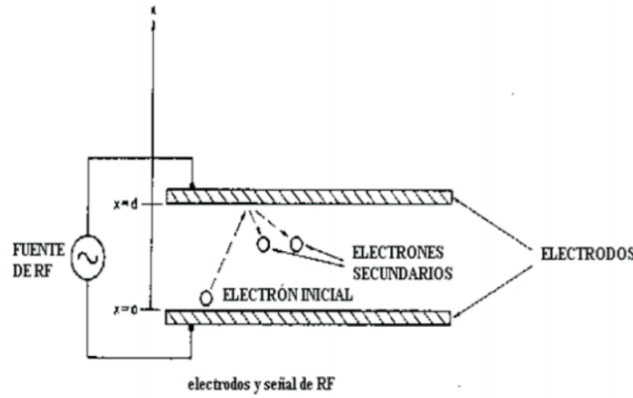


Figura 2.1: Representación simplificada del modelo de placas paralelas. Fuente [14].

Para este análisis se parte de un electrón emitido en $x = 0$ con una velocidad inicial v_o en el instante $t = \frac{\alpha}{\omega}$ donde α (también llamado fase resonante) expresa el desfase en radianes del campo eléctrico en el momento de emitirse el primer electrón. A partir de este condicionamiento, las ecuaciones de la velocidad y la posición quedan del siguiente modo:

$$v = \frac{eE_0}{m\omega} (\cos(\alpha) - \cos(\omega t)) + v_o, \quad (2.5)$$

$$x = \frac{eE_0}{m\omega^2} (\sin(\alpha) - \sin(\omega t) + (\omega t - \alpha)\cos(\alpha)) + \frac{v_o}{\omega} (\omega t - \alpha). \quad (2.6)$$

Por último, es necesario que en el momento de chocar el electrón con la otra placa (con la consecuente emisión de los electrones secundarios) el campo eléctrico se invierta produciéndose, lo que se llama, multipactor resonante. A nivel analítico esta condición impone que en $x = d$, $\omega t = \alpha + N\pi$, es decir, que en el momento de alcanzar la segunda placa metálica el electrón, el campo eléctrico haya variado lo correspondiente a un semiciclo (siendo N un número entero impar). Aplicando esta última condición en la ecuación (2.6), la amplitud del campo eléctrico necesario para que se produzca multipactor se define como sigue:

$$E_0 = \frac{m\omega(\omega d - N\pi v_o)}{e(N\pi)\cos(\alpha) + 2\sin(\alpha)}, \quad (2.7)$$

pudiendo definir la velocidad de impacto del electrón como

$$v_{imp} = \frac{2eE_o}{mw} \cos(\alpha) + v_o, \quad (2.8)$$

donde N caracteriza el orden de la resonancia del efecto multipactor o cuantos semi-ciclos ha tardado el electrón en cruzar el espacio vacío entre las dos placas paralelas [14]. Por otra parte, a partir de (2.8), la energía cinética del electrón en el momento del impacto resulta ser $\frac{1}{2}mv_{imp}^2$.

Secondary Emission Yield

Uno de los aspectos físicos a tener en cuenta cuando se describe el efecto multipactor es la respuesta del metal que sustenta el campo electromagnético. En relación al efecto multipactor, los materiales se caracterizan por su curva de emisión secundaria (ver Figura 2.2), la cual muestra la cantidad de electrones secundarios que, tras el impacto de un electrón sobre una placa, son emitidos por la misma en función de la energía de impacto del electrón. A partir de aquí, se define el *SEY* (*Secondary Emission Yield*) como la relación (en media) entre el número de electrones secundarios emitidos y el número de electrones que, al impactar, los emitieron. De este modo, para que haya una descarga masiva de electrones, la presencia de estos entre las placas metálicas ha de aumentar de manera exponencial y esto solo se consigue para valores de *SEY* mayores que la unidad. En la Figura 2.2 se muestra la curva típica del *SEY* de un metal cualquiera donde hay que destacar que la forma de la curva es la misma para todos los metales, variando únicamente los valores máximos de *SEY*, así como las energías de impacto necesarias para producir un ratio de emisión (σ_{SE}) superior a 1.

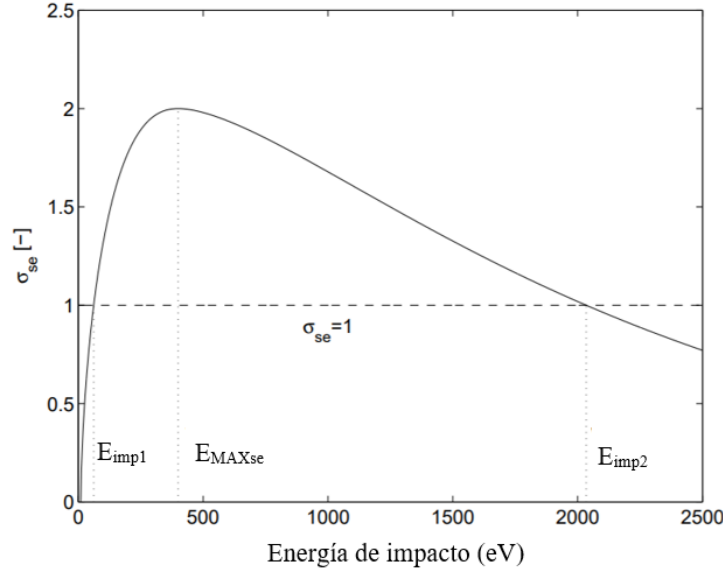


Figura 2.2: Ejemplo de la curva de *SEY* de un metal. Readaptado a partir de [14].

A partir de la Figura 2.2 se pueden sacar varias conclusiones. Por un lado, hay un solo intervalo de energías de impacto para el cual el *SEY* es mayor que 1 y puede haber multipactor. Esto se explica destacando que cuanto mayor sea la energía de impacto de los electrones, más penetrarán en el metal. De esta forma, se ha observado que si la penetración del electrón es mucho menor que la profundidad de penetración del campo electromagnético, la emisión es más fácil (hay mayor interacción con los electrones de la superficie del metal) pero la cantidad de electrones secundarios es baja (energía insuficiente

para soltarlos de la nube de electrones) limitando de esta forma las energías mínimas de impacto para que se produzca multipactor (E_{imp1} en la Figura 2.2). De la misma manera, para energías de impacto muy elevadas, la penetración del electrón es mucho mayor que la profundidad de penetración del campo electromagnético y los electrones secundarios emitidos son mayores pero a costa de una emisión más difícil, limitando las energías máximas de impacto para que se produzca multipactor (E_{imp2} en la Figura 2.2). A E_{imp1} y E_{imp2} se las conoce, respectivamente, como primera y segunda energía de *cross over* y sus valores suelen rondar entre los $100eV$ y las decenas de KeV .

Por otra parte, se define tanto una energía de impacto máxima para la cual la emisión secundaria es máxima (situada entre las dos energías de *cross over*) como una energía mínima umbral o *Vacuum barrier* por debajo de la cual no habría emisión alguna y cuyos valores rondan los $10eV$. No obstante, hay estudios que afirman que el valor del SEY nunca llega a ser nulo y que siempre hay probabilidad de emisión secundaria, hecho sobre el que no va a profundizar el presente trabajo, por exceder los límites establecidos en los objetivos.

En cualquier caso, la caracterización del SEY es un proceso complejo que, hasta la fecha, presenta elevados márgenes de incertidumbre. El ángulo de incidencia de los electrones al chocar también variaría el SEY, maximizándose para determinados ángulos en función del material; si la superficie del metal presenta imperfecciones, el perfil del SEY disminuiría por la mayor propensión que presentarían los electrones secundarios a ser reabsorbidos... Todo esto muestra la complejidad existente a la hora de tratar el efecto multipactor [14].

Desarrollo de las gráficas de susceptibilidad de multipactor

Continuando ahora con el estudio analítico del modelo de placas paralelas, si se considera que la velocidad de impacto de la ecuación (2.8) es la velocidad correspondiente a la primera energía de *cross over* (v_1), mediante (2.8) y (2.7) se puede obtener el valor de la fase resonante necesaria (para que se produzcan impactos con energías iguales a E_{cimp1}) como:

$$\alpha = \arctg \left(\frac{1}{2} \left(\frac{2wd - N\pi(v_1 + v_o)}{v_1 - v_o} \right) \right). \quad (2.9)$$

A partir de α y de (2.7) se pueden obtener las amplitudes de campo necesarias para que se produzca multipactor. Procediendo del mismo modo para la velocidad de impacto correspondiente a la segunda energía de *cross over*, el campo eléctrico susceptible de provocar multipactor queda acotado en función de la frecuencia y del orden de resonancia (N). Un último aspecto a tener en cuenta a la hora de acotar el análisis es la posibilidad de que el campo eléctrico en el momento de la emisión secundaria no se invierta (esto ocurrirá o no en función de α) y los electrones emitidos sean frenados por el campo eléctrico hasta tal punto de ser reabsorbidos por la placa que los emitió. De este modo, el límite para el cual no existe este retorno de electrones secundarios se obtiene forzando que $v = 0$ y $x = 0$. La solución al sistema de ecuaciones que se deriva de las dos últimas expresiones se da de forma aproximada y limita el valor mínimo para la fase resonante que es el que se indica a continuación:

$$\alpha_{min} = \sqrt{\frac{16v_o}{5v_o + 3v_{imp}}}, \quad (2.10)$$

generando las conocidas como gráficas de Sombrin, las cuales se muestran en la Figura 2.3.

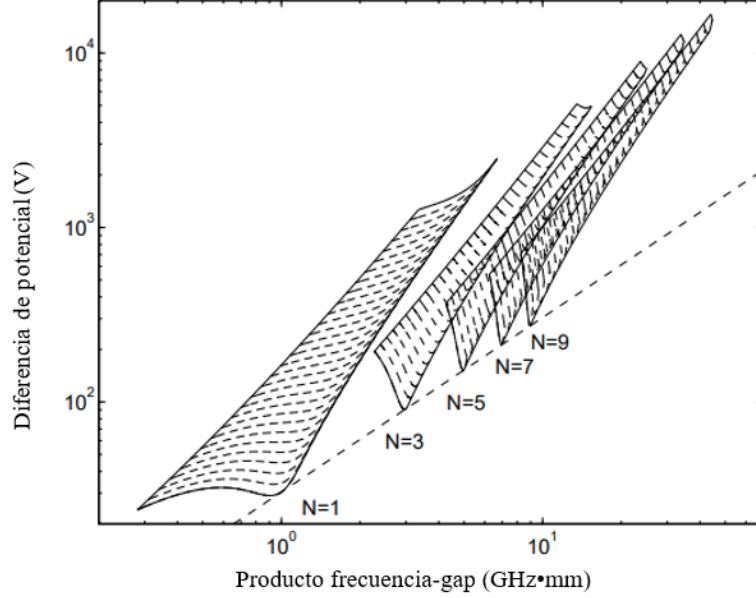


Figura 2.3: Ejemplo de susceptibilidad de multipactor para la asunción de velocidad inicial constante. Readaptado a partir de [12].

Resulta importante destacar que en el análisis realizado se ha supuesto que la velocidad inicial de los electrones secundarios es siempre la misma (v_o constante) y que el ángulo con que son emitidos es siempre de 90° con respecto a la placa que lo emite. No obstante, en la práctica esto no es así y a la hora de modelar las velocidades iniciales de los electrones se parte de distribuciones Maxwellianas como la de la fórmula (2.11):

$$f(v_o) \propto e^{-\frac{(v_o - v_m)^2}{2v_T^2}}, \quad (2.11)$$

donde se indica que la velocidad de salida sigue una distribución estadística donde v_m es la velocidad media de salida, y v_T es la desviación producida por la temperatura. Este tipo de distribuciones es el utilizado a la hora de estudiar el efecto multipactor a través de simulaciones. No obstante, para el estudio analítico, la velocidad inicial ha de ser determinista y una buena suposición es la que se basa en asumir que la velocidad de salida de los electrones secundarios es proporcional a la velocidad de impacto de los electrones que los generan tal y como se especifica en la ecuación (2.12):

$$v_o = \frac{v_{imp}}{k}, \quad (2.12)$$

donde k es una constante que, dependiendo del material, puede tomar unos valores u otros permitiendo así modelos analíticos más dinámicos. A partir de esta asunción, la amplitud de campo eléctrico necesario para que se produzca multipactor, así como la fase resonante mínima vienen descritas por las ecuaciones (2.13) y (2.14):

$$E_o = \frac{mw^2d}{e \left(\frac{k+1}{k-1} N \pi \cos(\alpha) + 2 \sin(\alpha) \right)}, \quad (2.13)$$

$$\alpha_{min} = -\sqrt{\frac{16}{8 + 3(k-1)}}. \quad (2.14)$$

Y, procediendo del mismo modo que se hizo para la hipótesis de velocidad inicial constante, se extraen otras gráficas de susceptibilidad de multipactor [12], [14]. Estas gráficas son las denominadas gráficas de Hatch y Williams y se muestran en la Figura 2.4.

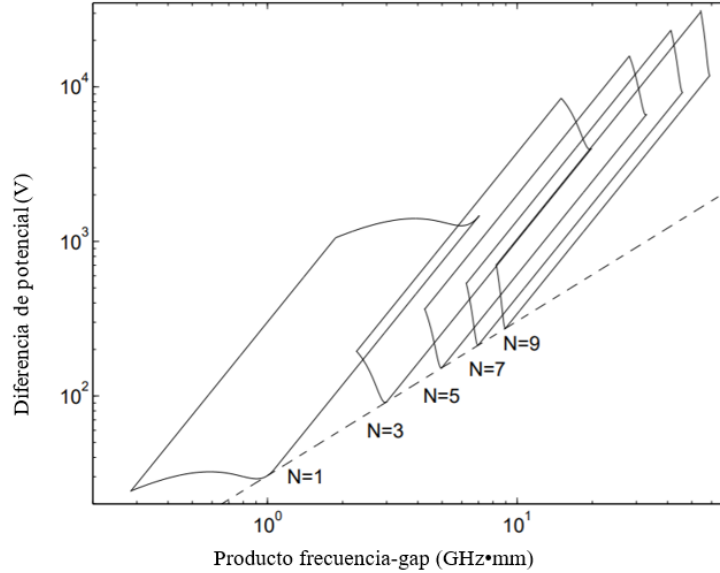


Figura 2.4: Ejemplo de susceptibilidad de multipactor para la asunción de k constante e igual a 2,5. Readaptado a partir de [12].

Phase focusing

Otro factor a tener en cuenta a la hora de contemplar de forma completa el fenómeno es el desfase introducido en cada par choque-emisión. Cuando un electrón golpea una placa, los electrones secundarios no son emitidos de forma instantánea sino que siempre hay un pequeño desfase entre choque y emisión. Si el desfase entre la posición en la que tendría que estar el electrón y la posición en la que realmente está no es muy grande, el error de fase decrece a lo largo del espacio vacío entre placas y todos los electrones tienden a ir juntos (lo que se llama estar cerca del *phase focusing range*). En cambio, si el electrón está fuera del *phase focusing range*, el error de fase aumenta con cada ciclo y llega un momento en que el electrón adquiere un movimiento errático y no adscrito al multipactor resonante.

Este *phase focusing range* se mide a partir del parámetro G de la ecuación (2.15) donde si el valor absoluto de G es menor que la unidad, se está dentro del *phase focusing range*.

$$G = \frac{\text{desfase del electrón en } x = d}{\text{desfase del electrón en } x = 0}. \quad (2.15)$$

Mecanismos de saturación

Tal y como se ha descrito el efecto multipactor, la cantidad de electrones aumenta exponencialmente conforme pasa el tiempo si se dan las condiciones adecuadas de la forma en la que se describe en la ecuación (2.16), donde $N_e(0)$ es la cantidad de electrones libres en el primer instante, σ_{SE} es el valor del *SEY* para el material y la energía que este

manejando el dispositivo, f es la frecuencia de trabajo y N el orden de la resonancia.

$$N_e(t) = N_e(0)\sigma_{SE}^{\frac{2ft}{N}}. \quad (2.16)$$

No obstante, en la naturaleza se observan mecanismos de saturación que regulan procesos que, como este, presentan un alto grado de divergencia. Esta saturación se da en este caso por dos motivos:

- Aumento del error de fase de los electrones debido a las fuerzas magnéticas producidas por el conjunto de electrones en movimiento o por las fuerzas de Miller, las cuales describen el proceso por el cual las cargas eléctricas dentro de un campo no homogéneo tienden a desplazarse a las zonas con menor intensidad de campo absoluto.
- Al producirse la descarga de electrones, el campo eléctrico decrece generándose un proceso de autosupresión.

En conclusión, la gran cantidad de factores presentes en el fenómeno de multipactor hace de este un problema de una enorme complejidad debido a los siguientes factores, muy difícilmente modelables en estudios analíticos:

- La geometría variable y no canónica de los dispositivos susceptibles de sufrir multipactor.
- Los distintos tipos de metales posibles, cada uno con una respuesta específica.
- La posible presencia de elementos contaminantes sobre la superficie de los metales variando las amplitudes de campo umbral, así como la presencia de gas a presiones ínfimas.
- La variación del fenómeno en función de la temperatura y viceversa.
- La distribución de campo eléctrico y las fuerzas de Miller asociadas, muy importantes a la hora de analizar estructuras coaxiales cuyo campo transversal no está uniformemente distribuido.
- La aleatoriedad en la dinámica de los electrones.
- La posibilidad de analizar el fenómeno con un modelo de transmisión en una portadora única o en multiportadora lo que podría generar picos de campo eléctrico si se dan las condiciones de fase necesarias.

Por ello el modelo de las placas paralelas analizado en este proyecto presenta una descripción muy simplista aunque descriptiva del fenómeno donde normalmente establece tensiones umbrales de multipactor muy conservadoras. En cualquier caso, partiendo de este modelo, para que exista multipactor han de cumplirse las siguientes condiciones [14]:

- En el momento del choque ha de haber un cambio en la polaridad del campo con respecto al momento en que el electrón que choca fue emitido.
- La energía de impacto ha de ser lo suficientemente grande como para liberar más de un electrón secundario.

2.2. Cambios de temperatura en materiales

Uno de los requisitos de la norma ECSS-E-ST-10-03C con respecto a la carga útil de cualquier aplicación espacial es el de un cambio mínimo de la respuesta frecuencial de los dispositivos embarcados cuando estos están sometidos a distintas temperaturas. Es por ello que, tal y como se ha hecho con toda la teoría subyacente a las pruebas a las que los filtros de microondas van a ser sometidos, esta sección se dispone a presentar los fundamentos teóricos básicos que rigen la expansión térmica de los materiales, así como los mecanismos de transmisión de calor existentes haciendo hincapié sobre aquellos utilizados en el proceso experimental llevado a cabo en este proyecto.

2.2.1. Energía térmica

En el ámbito de la termodinámica, la energía interna de un sistema es la energía contenida en el mismo y contabiliza tanto la energía cinética interna de cada una de las partículas que conforman el sistema con respecto a su centro de masa (no contabilizando, así, la energía cinética del sistema como un todo ya sea esta traslacional o rotacional) como la energía potencial a nivel microscópico donde se encontrarían las componentes de: enlaces químicos y nucleares, los momentos dipolares inducidos, así como la energía almacenada por deformación del material en caso de ser este un sólido.

La energía térmica, por tanto, es aquella parte de la energía interna de un sistema en equilibrio que resulta ser proporcional a la temperatura absoluta del sistema y que puede ser modificada con la transmisión de energía en forma de calor entre sistemas termodinámicos con temperaturas dispares.

Desde un punto de vista microscópico, la energía térmica resulta ser el total de la energía cinética de las partículas cuando esta es resultado de movimientos aleatorios de la misma presentando, de este modo, un mayor nivel de energía cuando mayor es la temperatura del sistema. En el caso extremo de un gas ideal, donde el movimiento de las partículas entre sí es completamente independiente y no existen enlaces entre las mismas, la energía térmica del gas sería igual a la energía interna del mismo [15].

Esta energía térmica presente en cualquier sistema conlleva varios fenómenos asociados siendo la expansión térmica y la transmisión de calor aquellos en los que se va a hacer hincapié en el presente proyecto.

2.2.2. Transferencia de calor

En el proceso experimental de calentamiento de los filtros, estos han sido introducidos en una cámara térmica, con el fin de transferirles energía en forma de calor y observar la variación de su respuesta eléctrica como consecuencia de los fenómenos de dilatación y contracción térmica ocurridos. Este proceso de transferencia de calor consiste en el intercambio de energía térmica entre dos sistemas a distinta temperatura y puede llevarse a cabo por distintos medios. En concreto, la norma ECSS estipula que los filtros han de ser sometidos a un rango de temperaturas bajo condiciones de presión atmosférica y vacío. En consecuencia, los procesos de transmisión de calor a los filtros difieren en cada caso y cada uno de ellos será expuesto en la presente sección.

Estudio analítico

De la segunda ley de la termodinámica se puede aseverar que, en un sistema con una distribución espacial dispar de temperatura, el calor fluye de las zonas con altas temperaturas a aquellas zonas con temperaturas menores y que la velocidad de transmisión va en función de la diferencia de temperatura y la conductividad térmica del material que forma el sistema. En consecuencia, cuando el calor fluye de un material a otro, la temperatura

de este último aumenta en función del calor específico del material, el cual representa el calor por unidad de masa necesario para aumentar en un grado la temperatura, siendo este un valor característico de cada material.

Este proceso de transferencia de energía térmica entre dos sistemas puede ser modelado por la ecuación del calor:

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \alpha \nabla^2 u = \alpha \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \right), \quad (2.17)$$

donde u es una función de las tres variables espaciales cartesianas (x, y, z) y de la variable temporal t . De esta manera, $u(x, y, z, t)$ expresa la temperatura de un punto del espacio tridimensional en un momento determinado. Resulta de especial interés inducir el fenómeno de la transmisión de energía térmica a partir de la expresión analítica anterior. En concreto, el operador Laplaciano ∇^2 aplicado a una función indica la diferencia existente entre el valor de una función en un punto y el valor medio de esta función en el entorno espacial inmediato a ese punto. De este modo, de la ecuación del calor se extrae que la variación temporal de temperatura $(\frac{\partial u}{\partial t})$ en un punto del espacio es proporcional a la diferencia entre temperatura del punto y la temperatura media de su entorno, siendo α el factor de proporcionalidad de esta variación temporal y que contempla las características (conductividad térmica, calor específico y densidad) del material donde se da el proceso de intercambio de calor. Como se puede observar, de esta forma se pueden modelar los fenómenos enunciados previamente por el segundo principio de la termodinámica. Por último, de la solución a esta ecuación se pueden extraer las siguientes conclusiones:

1. Los máximos locales de temperatura irán descendiendo mientras los mínimos locales aumentan hasta que cada punto alcance una temperatura igual a la media de temperaturas de su entorno. Para valores de temperatura modelados por funciones lineales del tipo $Ax + By + Cz + D$, el laplaciano de la función se anulará y no habrá traspaso de energía, lo cual resulta lógico pues implica un estado inestable de equilibrio térmico donde las diferencias de temperatura a lo largo de cada eje se anulan al presentar estas una variación lineal.
2. El valor máximo de u en cualquier región del medio nunca podrá ser mayor que cualquier valor máximo previo salvo en puntos tocantes con la frontera del sistema. En conclusión, la temperatura del punto de máximo valor en el sistema solo puede aumentar si la transferencia de calor proviene de fuera y no del propio sistema.
3. En caso de poner en contacto dos cuerpos a diferentes temperaturas, la temperatura en la superficie de contacto tomará inmediatamente un valor intermedio.
4. En el caso de aplicar calor de forma instantánea en un punto del sistema, este calor se verá difundido en todas las direcciones a modo de onda de difusión cuya velocidad de propagación se verá atenuada con el tiempo.

En la Figura 2.5 puede apreciarse como se distribuiría la temperatura a lo largo de una varilla con un gradiente de temperatura entre sus extremos y como, en ausencia de fuentes externas de energía, la temperatura se distribuye de forma uniforme [15].

Mecanismos de transmisión

Existen varios procesos macroscópicos por los cuales el calor puede transmitirse de un cuerpo a otro. En esta sección, van a presentarse los fundamentos básicos de dos ellos ya que han sido los utilizados para transmitir calor a los filtros durante el proceso de medida en cámara térmica.

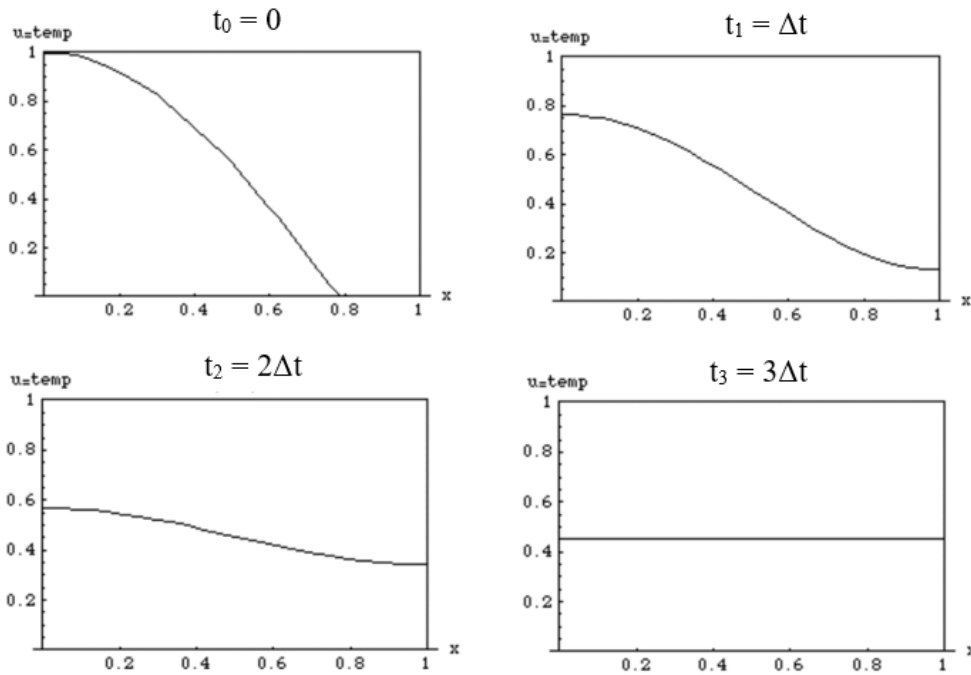


Figura 2.5: Progresión de la distribución de temperatura a lo largo del cuerpo de una varilla metálica en ausencia de fuentes externas de calor.

Conducción

El mecanismo de transmisión por conducción consiste en la transmisión de energía térmica a partir de colisiones microscópicas entre las partículas de regiones o sistemas en contacto físico directo a distinta temperatura. En este proceso, la energía cinética de las regiones o cuerpos con mayor temperatura es transmitida a las regiones más frías aumentando la velocidad de las partículas de estas últimas. La velocidad de transmisión de la temperatura depende del gradiente de temperatura y de la conductividad térmica del material, siendo el mecanismo de conducción más efectivo entre materiales en estado sólido debido a la presencia en estos de una red de enlaces que mantiene a las partículas espacialmente más cercanas las unas de las otras propiciando el traspaso en energía cinética a través de colisiones microscópicas [16]. A nivel atómico, estas interacciones cinéticas pueden expresarse en términos de impactos elásticos, vibraciones de fonones, así como en términos de difusión de electrones, siendo este último fenómeno de especial interés en el presente proyecto por tratarse del mecanismo elemental de conducción térmica entre metales. En los metales, los enlaces metálicos que generan la estructura macroscópica permiten a una gran cantidad de electrones en movimiento libre a lo largo de la estructura metálica, siendo estos los que transmiten el calor a través de las colisiones con el cuerpo metálico.

Como se comentará posteriormente con más profundidad, en el proceso de calentamiento durante el test de temperatura en condiciones de vacío, la transmisión de calor a los filtros de microondas se realizará con mecanismos de conducción.

Convección

En este mecanismo, la transmisión de calor de una región a otra se lleva a cabo mediante el movimiento de fluidos, ya sean estos líquidos o gases y constituye el mecanismo predominante de transmisión de calor para sistemas en estos estados de la materia.

En el mecanismo de convección, la energía no se transmite por el movimiento específico de las moléculas del sistema sino que la energía es transmitida por un movimiento macroscópico del fluido debido a la traslación agregada del conjunto de partículas que lo forman. En función del fenómeno que excita este movimiento, se distinguen dos tipos de convección:

- **Natural:** aquella producida por la diferencia de densidades fruto de la distribución no uniforme de temperatura a lo largo de un gas o un líquido. De este modo, se crearán corrientes naturales que trasladarán aquellos agregados del sistema con mayor densidad (menor temperatura) hacia zonas del sistema con densidades inferiores (temperaturas superiores) generándose finalmente un equilibrio en la distribución de la temperatura.
- **Forzada:** este tipo de convección es aquella en la que el movimiento del agregado de moléculas es inducido por fuerzas externas provocadas por ventiladores o bombas de presión.

En relación con el diseño experimental llevado a cabo, este mecanismo de transmisión de energía térmica es el predominante a la hora de transferir calor a los filtros en condiciones de presión atmosférica. En cualquier caso, los fundamentos técnicos de este test de temperatura serán expuestos en secciones posteriores.

2.2.3. Expansión térmica

Por último, la expansión térmica es un fenómeno sobre el que merece la pena profundizar, pues representa la causa directa de la deformación de los filtros a diferentes temperaturas y, por ende, del cambio en su respuesta frecuencial.

La expansión térmica se define como el proceso por el cual un material varía sus dimensiones en función de los cambios de temperatura a los que pueda estar sometido. En concreto, al aumentar la temperatura de un sistema, las partículas del mismo vibran y se mueven a mayor velocidad, lo que provoca que la distancia media entre unas y otras aumente. En los sistemas en estado sólido, que son los que se tratan en este proyecto, esta deformación es menor, pues las energías de enlace que mantienen el conjunto de partículas unido es mayor. No obstante, hay que tener en cuenta si el sólido en cuestión es libre para expandirse o no, pues en caso negativo, el material estará sometido a un estrés interno que vendrá determinado por las curvas de estrés-deformación que vienen expuestas en la sección de ondas mecánicas del presente proyecto y donde hay que tener en cuenta que este estrés será equivalente al estrés que produciría la deformación equivalente al aumento en las dimensiones que la dilatación térmica provocaría al sólido si este no tuviera impedimentos físicos de expansión.

La tendencia de un material a dilatarse o contraerse en función de la temperatura viene definida por su coeficiente de expansión térmica (α). Este coeficiente puede estar referido a una expansión volumétrica, superficial o lineal, siendo esta última la utilizada en el presente proyecto debido a dos razones: la facilidad de modelización en CAD en función de este parámetro y el hecho de que este sea el dato que ofrece la empresa proveedora de sustrato. Este coeficiente de expansión térmica varía con la temperatura del sistema al que caracteriza. En la Figura 2.6 se puede observar la curva dilatométrica del cobre, donde se destacan tres zonas con tres valores distintos de *alpha* para tres rangos de temperatura distintos. Esta variación en el coeficiente de expansión se debe a potenciales cambios acontecidos en la estructura interna del sistema a partir de determinadas temperaturas. No obstante, en el rango de temperaturas aplicado a los filtros se puede asumir que el coeficiente de expansión del sustrato permanecerá constante y, en este caso, se puede

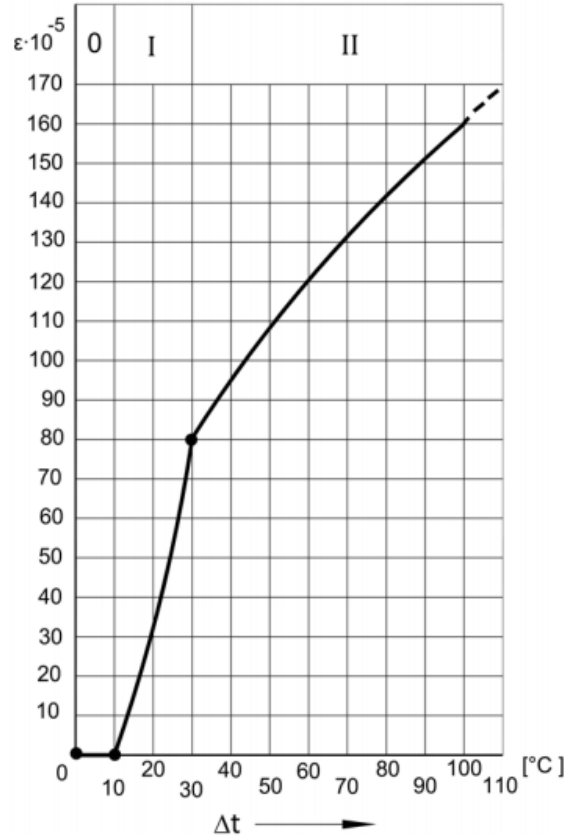


Figura 2.6: Variación en la dilatación térmica del cobre en función de la temperatura. Fuente [17].

definir como:

$$\alpha = \frac{\Delta l}{l_0 \Delta t}, \quad (2.18)$$

donde $\Delta t = t - t_0$ representa el aumento de temperatura al que esta sometido el sistema en referencia a un valor t_0 y $\Delta l = l - l_0$ representa el aumento de longitud consecuencia de este cambio de temperatura, donde l_0 es el valor de la longitud de uno de los lados del sistema antes de que se variara su temperatura [17]. Aplicando las anteriores igualdades en (2.18), la longitud final de un objeto tras ser sometido a un aumento de temperatura viene expresado por:

$$l = l_0[1 + \alpha(t - t_0)]. \quad (2.19)$$

A partir de esta igualdad se modelará en CAD las dilataciones y contracciones de cada filtro y los resultados arrojados por las simulaciones se contrastaran con las medidas realizadas a los filtros durante los tests de temperatura¹.

¹No es este el único efecto térmico que se modelará en el software de simulación. La variación de la permitividad dieléctrica es otro de los factores a tener en cuenta a la hora de analizar estos fenómenos y se tendrá en cuenta a la hora de modelar el material dieléctrico por el que se propaga el campo electromagnético. A colación de la variabilidad de las características físicas del material dieléctrico con la temperatura, cabe mencionar que también existe una variación en el valor de la tangente de pérdidas del material que provocará un aumento de las pérdidas por dieléctrico conforme aumente la temperatura. El estudio teórico de este efecto se encuentra fuera del *scope* de este proyecto; no obstante es necesario mencionarlo, puesto que es un fenómeno a tener en cuenta en el funcionamiento de los filtros.

2.3. Propagación de ondas mecánicas

Como ya se ha comentado anteriormente, el test de vibración es una de las pruebas a las que se va a someter a los cuatro filtros del presente proyecto. Las características técnicas de esta prueba, así como los márgenes de tolerancia asociados vienen descritos en la norma ECSS-E-ST-10-03C. El objetivo de este test es asegurar la integridad estructural y funcional de los dispositivos cuando estos están sometidos a distintos tipos de estrés mecánico. Estos fenómenos de estrés son característicos de cualquier aplicación espacial debido a las fuertes vibraciones que tienen lugar en los procesos de despegue y, por ello, tres tests distintos vienen definidos en la norma ECSS: test de barrido, test sinusoidal y test de choche. Las características de estos tests, así como el diseño experimental de los mismos serán expuestas en posteriores secciones del proyecto; no obstante, es de especial interés el estudio de los fundamentos que subyacen al fenómeno de propagación de ondas mecánicas en distintos tipos de materiales con el fin de comprender el porqué de estas pruebas e interpretar los resultados obtenidos.

2.3.1. Tipos de materiales

Al contrario que la propagación de ondas electromagnéticas, las ondas mecánicas no pueden propagarse por el vacío y necesitan de un medio material que las sustente, siendo las deformaciones de este medio las que sustentan la propagación de la energía a lo largo del mismo. Dependiendo de las características estructurales de este medio, la propagación podrá presentarse de distintas formas y es por esto que resulta de interés el estudio de los distintos medios de propagación. Aludiendo a la relación existente entre el estrés al que se somete un material y la deformación que este estrés genera, los materiales pueden dividirse en dos grandes grupos en función a su comportamiento: materiales elásticos y materiales plásticos [18].

Materiales elásticos

El comportamiento de un material elástico ideal viene definido por una relación lineal entre el estrés (σ) al que es sometido y la deformación (ϵ) que este estrés produce en el material de la siguiente manera²:

$$\sigma = E\epsilon, \quad (2.20)$$

donde E es el módulo de Young y es característico de cada tipo de material [18]. Esta relación lineal implica que para conseguir deformaciones mayores es necesario aplicar fuerzas mayores y que la deformación provocada por cualquier fuerza desaparecera una vez la fuerza cese.

Materiales plásticos

Cuando un material presenta un comportamiento plástico, las deformaciones producidas por una fuerza no pueden ser revertidas, lo que implica un cambio estructural permanente del material. Analíticamente, este comportamiento implica una relación no lineal entre σ y ϵ la cual caracterizara los distintos materiales.

No obstante, lo antes expuesto parte de una idealización del comportamiento mecánico de los materiales y por ello, los materiales que se encuentran en la naturaleza presentan

²Cabe destacar que nada tienen que ver las variables de esta sección con las del ámbito del electromagnetismo, donde ϵ y σ representan la permitividad eléctrica y la conductividad respectivamente. No obstante, se ha querido mantener esta notación con el fin de mantener la uniformidad entre lo expuesto en este proyecto y el resto de bibliografía científica sobre el comportamiento de los materiales

tanto comportamientos plásticos como elásticos que pueden ser expresados gráficamente por curvas de $\sigma(\epsilon)$ como la que se muestra en la Figura 2.7. Estas curvas están caracterizadas por dos puntos: el límite de elasticidad (σ_y), el límite de estrés final (σ_u). Basándose en la Figura 2.7, se puede observar como el material al que hace referencia presenta una zona de comportamiento elástico que se extiende hasta que se aplica una estrés de valor σ_y . A partir de este estrés (y de su correspondiente deformación de valor ϵ_y), el material pasará a tener un comportamiento plástico caracterizado por un cambio no lineal en el módulo de Young que, como se puede observar, en este caso implica una deformabilidad (no recuperable) mayor del material. Este comportamiento se denomina *Strain Hardening* y permite al material estar todavía sometido a un incremento de estrés hasta que finalmente se alcanza el punto de máximo estrés (σ_u) y el material se rompe [14].

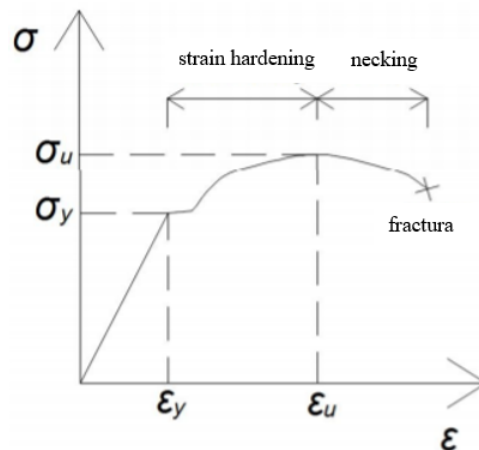


Figura 2.7: Curva de estrés-deformación para un material con zonas de comportamiento elástico y plástico. Readaptada a partir de [18].

En materiales plásticos ideales, el umbral de elasticidad es nulo y la relación estrés-deformación es plana, por lo que no se requeriría un aumento de fuerza para conseguir deformaciones mayores. No obstante, como se ha podido comprobar, esto no sucede en los materiales reales los cuales suelen presentar un comportamiento híbrido como el anteriormente expuesto.

El comportamiento no lineal de los plásticos, así como la variabilidad en la respuesta estrés-deformación tienen como consecuencia un aumento en la complejidad del proceso de análisis en este tipo de materiales [19], [20].

2.3.2. Ondas de estrés

Se denomina ondas de estrés a aquellas perturbaciones cuya propagación por un medio está basada en la deformación del mismo que, dependiendo del comportamiento que presente (elástico o plástico) y en función de la amplitud de la onda propagada, será o no reversible. Estas perturbaciones se traducen en cambios periódicos en la presión interna del material y, atendiendo a la forma en que se propagan estas perturbaciones, se pueden diferenciar tres tipos básicos de ondas de estrés:

- **Ondas longitudinales:** se caracterizan por que el movimiento de las partículas en el material se produce en la misma dirección en la que avanza la onda generando, de este modo, compresiones y dilataciones en los distintos frentes de onda. Este tipo de ondas entrañan riesgo de ruptura en aquellos materiales cuyo resistencia en compresión y dilatación difieren. La Figura 2.8 (a) muestra un frente de onda

longitudinal típico.

- **Ondas transversales:** en estas ondas, el movimiento de las partículas se realiza en la dirección perpendicular a la dirección de avance del frente de onda causando los denominados esfuerzos de cizalladura. En la Figura 2.8 (b) se encuentra un ejemplo de un frente de onda típico.
- **Ondas Rayleigh:** estas ondas actúan en la superficie del material y se propagan de forma elíptica y en sentido antihorario resultando en un movimiento hacia arriba y hacia abajo combinado con otro movimiento hacia adelante y hacia atrás lo que hace que sean ondas destructivas (ver Figura 2.8 (c)).

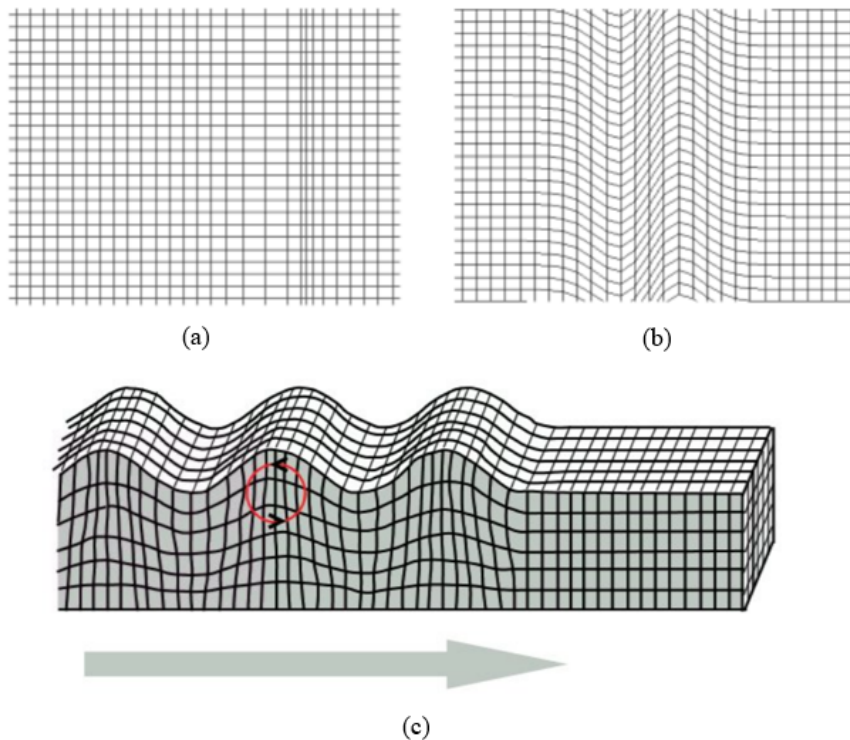


Figura 2.8: (a) Propagación de una onda plana longitudinal. (b) Propagación de una onda plana transversal. (c) Propagación de una onda Rayleigh. Fuente [18]

Ondas elásticas

Este tipo de ondas se genera cuando la amplitud del fenómeno de excitación de la perturbación es de baja amplitud haciendo, de esta forma, comportarse al material en la zona lineal de su curva $\sigma(\epsilon)$ y no provocando ningún cambio estructural permanente a su paso.

En lo que a velocidad de propagación se refiere, esta viene definida en función de varios parámetros característicos de cada material como: el tipo de onda, el módulo de Young, el módulo de cizallamiento, la densidad del material o, si se trata de un medio dispersivo, la amplitud, la frecuencia y la dirección de avance. En la Tabla 2.1 se muestra la velocidad de ondas transversales (c_T) y longitudinales (c) en distintos medios de propagación.

Estudio analítico

	Acero	Aluminio	Hierro	Cobre	Cristal	Cemento	Aire
Long. (c)	5000	5000	3900	3650	5250	3530	340
Trans. (c_T)	3200	3050	2450	2250	3200	2230	-

Tabla 2.1: Velocidades en m/s de ondas longitudinales y transversales en diferentes medios. Fuente [18].

Con el fin de destacar el proceso analítico de estudio de este tipo de ondas, se ha visto conveniente mostrar un ejemplo básico de generación y propagación de ondas elásticas basado en el choque de dos varillas.

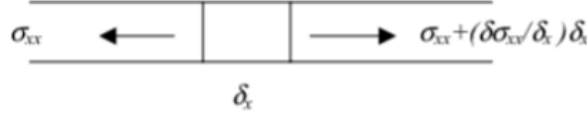


Figura 2.9: Representación esquemática del choque elástico entre dos varillas.

En la figura 2.9 se muestra el escenario a estudiar donde σ_{xx} representa el estrés de compresión en la dirección x provocado por el choque. Partiendo de la segunda ley de Newton, se deriva la onda de estrés unidimensional que se expresa a continuación:

$$A \frac{\partial \sigma_{xx}}{\partial x} \partial x = \rho A \partial x \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \quad (2.21)$$

donde A representa el área de la sección de la varilla, ρ la densidad del material, $\frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$ la aceleración del desplazamiento (u) de las partículas en el eje x y $\frac{\partial \sigma_{xx}}{\partial x}$ la variación del estrés generado en la varilla. Puesto que la varilla está compuesta por un material elástico, el estrés y la deformación provocada se definen respectivamente a continuación:

$$\sigma_{xx} = E \epsilon_{xx}, \quad (2.22)$$

$$\epsilon_{xx} = \frac{\partial u}{\partial x}, \quad (2.23)$$

y si se aplican (2.22) y (2.23) sobre (2.21), la ecuación de onda unidimensional longitudinal que se propaga en la dirección del eje x queda como sigue:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = c^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}, \quad (2.24)$$

donde la velocidad de propagación de la onda viene definida por:

$$c = \sqrt{\frac{E}{\rho}}. \quad (2.25)$$

La solución a esta ecuación, del mismo modo que para el caso electromagnético, es la de dos ondas sinusoidales propagándose en sentidos opuestos. Un análisis más detallado de este proceso para el caso transversal, así como una generalización para el caso de propagación en las tres dimensiones espaciales puede encontrarse en [21].

Ondas plásticas

En el caso de las ondas plásticas el estudio analítico se torna más complejo pues el modulo de Young que, como se ha visto, caracteriza el comportamiento del material, no es constante y varía dependiendo del estrés aplicado. De este hecho se concluye, por una parte, que la velocidad de propagación en la región de comportamiento plástico de un material será menor que en la región elástica que presenta un modulo de Young mayor; y por otra parte, que el medio presentará comportamientos dispersivos debido a que ondas con distintas amplitudes tendrán velocidades distintas tal y como muestra la expresión de la velocidad de propagación en medios plásticos:

$$c_p = \sqrt{\frac{\partial\sigma/\partial\epsilon}{\rho}}. \quad (2.26)$$

Condiciones de contorno

Para finalizar, resulta de interés mencionar los efectos en el modo de propagación que las condiciones de contorno impuestas por la problemática real de estos fenómenos producen. Lejos de encontrarse ondas de estrés propagándose de forma indefinida en medios infinitos y sin pérdidas, el estudio de la realidad de la propagación de ondas mecánicas, como cualquier otro, introduce muchos factores a tener en cuenta que alejan los modelos canónicos ideales de la modelización real más compleja [22].

Para las ondas elásticas, en función de la naturaleza de la interfaz que separa dos materiales en contacto (caso a tener en cuentas debido al diseño por capas característico de los circuitos integrados en sustrato del presente proyecto), se pueden definir cuatro posibilidades básicas [23]:

1. En un sólido que esté en contacto con el vacío, la superficie de separación debe estar libre de estrés, el cual es un fenómeno análogo al caso de la componente eléctrica del campo electromagnético al encontrarse con una pared eléctrica.
2. Si un sólido está en contacto con un fluido, el estrés de cizallamiento en la interfaz ha de ser nulo, no siendo así la componente normal de estrés que debe presentar continuidad.
3. En dos sólidos firmemente unidos, el movimiento de las partículas de ambos en la superficie de contacto ha de ser continuo e igual. En este caso, se generaran sendas ondas reflejadas y transmitidas entre materiales cuya relación vendrá dada por la impedancia característica mecánica de los materiales en cuestión.
4. En el caso de haber un líquido en la interfaz, las tracciones han de ser iguales pero el movimiento de las partículas puede diferir debido a la libertad que presentan las superficies para resbalar.

2.3.3. Ondas de choque

Debido a su interés dentro del ámbito de estudio de la propagación de ondas mecánicas, así como por el hecho de tratarse de una de las pruebas estipuladas en la norma ECSS con respecto a los dispositivos embarcados en aplicaciones espaciales, las ondas de choque merecen una mención dentro de este apartado.

Las ondas de choque son un tipo de perturbación donde la velocidad de la fuente que excita la onda es mayor a la velocidad de propagación de las ondas excitadas por esa fuente. Este tipo de perturbaciones cuya respuesta por parte del material es, por supuesto, no lineal, se caracterizan por un cambio muy abrupto en la presión, temperatura y densidad

del medio. Al viajar a más velocidad que las ondas de estrés de menor amplitud, las ondas de choque, al sobrepasar a estas últimas, generan una fuerte discontinuidad en la presión, el volumen y la velocidad de las partículas del material pudiendo provocar grandes cambios estructurales que, a una escala macroscópica, pueden conllevar la inoperabilidad de cualquier sistema y, en este caso, de los filtros de microondas desarrollados. En la Figura 2.10 se puede observar la onda de choque provocada por el avance de un proyectil a velocidades mayores que la velocidad del sonido.

Para un estudio detallado de este fenómeno y sus consecuencias se puede consultar [24].

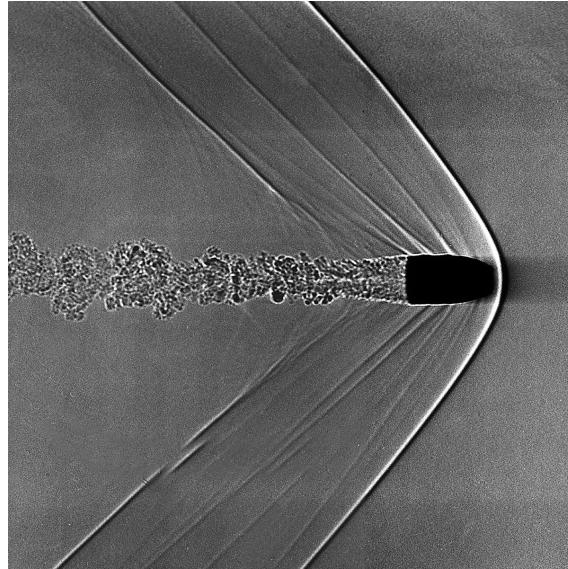


Figura 2.10: Onda de choque provocada por un proyectil.

2.3.4. Frecuencia natural

Por último, es de especial interés señalar el concepto de frecuencia natural puesto que la variación de su valor es el indicador que la norma ECSS estipula para considerar si un dispositivo ha pasado con éxito las pruebas de vibración.

La frecuencia natural es la frecuencia a la que un sistema tiende a oscilar en ausencia de fuerzas, ya sean estas motrices o de amortiguamiento. Del mismo modo que ocurre con los circuitos eléctricos con elementos resonantes, cuando un sistema es excitado con una fuerza que oscila a la frecuencia natural, el sistema entra en resonancia y la amplitud de las vibraciones generadas a esa frecuencia se incrementa de modo sustancial. Por ello, resulta muy importante su medida pues, entre otras cosas, es un parámetro representativo del conjunto estructural de un sistema y un cambio en su valor puede llegar a suponer la pérdida de integridad del conjunto estructural testado.

2.4. Teoría de filtros

Como ya se ha comentado, el objeto de análisis de este proyecto no es otro que los filtros de microondas. Estos dispositivos son componentes esenciales en el *front-end* de cualquier sistema de telecomunicaciones y son utilizados en infinidad de aplicaciones, siendo el segmento satelital uno de los más destacados. Mucho se ha escrito al respecto y la acuciante demanda de espectro radioeléctrico, así como el avance en tecnologías tanto de transmisión como de diseño y fabricación hacen que sea un ámbito de trabajo en constan-

te desarrollo, donde la utilización de herramientas de CAD, el descubrimiento de nuevos materiales y la aparición de la tecnología planar son solo algunas áreas de trabajo.

Siendo este tipo de dispositivos el eje central del presente trabajo, resulta indispensable exponer, aunque sea de forma concisa, los fundamentos teóricos por los que se rigen. Por otra parte, puesto que una parte importante del presente proyecto ha pasado por los procesos tanto de diseño como de fabricación, presenta un gran interés la exposición de los distintos métodos de diseño de filtros que existen, así como su aplicabilidad en función de la aplicación a la que puedan ir destinados.

2.4.1. Fundamentación teórica

Un filtro, en electrónica, no es más que una red de dos puertos cuya respuesta eléctrica permite el paso de ciertas frecuencias mientras que evita el paso de otras. De este modo, se definen bandas de paso y bandas eliminadas, llevando esto a distintos tipos de filtros en función de dónde se sitúan estas bandas frecuenciales: filtros paso-bajo, paso-alto, paso-banda y elimina-banda.

Estructuras periódicas

Se va a comenzar tratando las características de las estructuras periódicas. Esto es así debido a lo representativo de sus respuestas frecuenciales, las cuales exhiben características paso-banda y elimina-banda y son el punto de partida para el proceso de diseño basado en el método del parámetro imagen, método que se explicará en la siguiente sección y que, aunque no es el utilizado en este proyecto, expone cómo una sucesión de secciones basadas en elementos reactivos da lugar al filtrado de ciertas frecuencias.

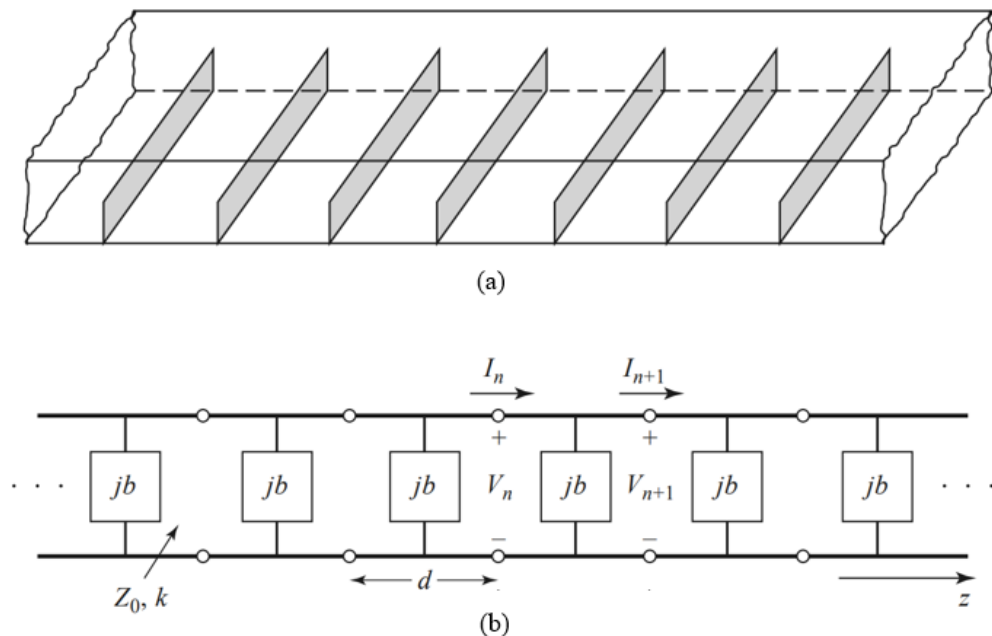


Figura 2.11: (a) Guía de onda cargada con diafragmas. (b) Equivalente circuitual de una línea de transmisión cargada con elementos reactivos. Fuente [25].

Una estructura periódica consiste en una tecnología de transmisión la cual se carga periódicamente con elementos reactivos, como puede verse en la Figura 2.11. Dependiendo de la topología de la línea que sustenta el campo electromagnético, estos elementos reactivos pueden sintetizarse de distintas formas, ya sea con discontinuidades en la propia

línea (ver Figura 2.11 (a)) como con elementos concentrados. Partiendo de la definición de voltajes y corrientes del equivalente circuital de la Figura 2.11 (b), se puede definir la matriz $ABCD$ que relaciona los voltajes y corrientes de una sección con los de la siguiente:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta) & j(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta - \frac{b}{2}) \\ j(\sin \theta + \frac{b}{2} \cos \theta + \frac{b}{2}) & (\cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta) \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

donde $\theta = kd$ y k es la constante de propagación de la línea sin cargar. De este modo se contabilizan tanto los dos tramos de línea de longitud $d/2$ como la susceptancia normalizada b .

Por otro lado, si se define la referencia de fase en $z = 0$ y se asume que el voltaje en los terminales de una sección solo puede diferir con el de otra sección en términos del factor de propagación $e^{\gamma d}$, para una onda que avance en el sentido positivo del eje z , se tiene que

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d}, \quad (2.28)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d}, \quad (2.29)$$

y partiendo de la definición de matriz $ABCD$, se obtiene

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = 0. \quad (2.30)$$

Para una solución no trivial, el determinante de la primera matriz debe ser cero. Por otro lado, puesto que cada sección es una red recíproca, se cumple que $AD - BC = 1$. Todo esto lleva a:

$$\cosh \gamma d = \frac{A + D}{2} = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta, \quad (2.31)$$

donde se ha usado (2.27) para los valores de A y D . Además, si se define $\gamma = \alpha + j\beta$ y se sustituye en (2.31) se obtiene

$$\cosh \gamma d = \cosh(\alpha d) \cos(\beta d) + j \sinh(\alpha d) \sin(\beta d) = \cos \theta - \frac{b}{2} \sin \theta, \quad (2.32)$$

donde se puede observar como el lado derecho de la ecuación ha de ser un número real puro, conduciendo esto a dos posible soluciones:

- $\alpha = 0, \beta \neq 0$: correspondiendo este caso a la propagación de una onda que no se atenúa y definiendo así el comportamiento paso-banda de la estructura periódica.
- $\alpha \neq 0, \beta = 0$: correspondiendo este caso a una onda que se atenúa a lo largo de la estructura y definiendo el comportamiento elimina-banda de la estructura. Cabe destacar en este caso que, puesto que la estructura periódica ha sido definida sin pérdidas, esta atenuación corresponde no a la disipación de energía sino a reflexiones a lo largo de la línea de transmisión.

De este modo, se puede observar como, dependiendo de la frecuencia, la longitud de las líneas de transmisión y el valor de la susceptancia, una estructura periódica como la descrita en la presente sección puede considerarse como un tipo de filtro cuya respuesta

en frecuencia puede ser, aunque de una forma precaria, definida en función de estos dos últimos parámetros. Para una información más detallada de este proceso, así como de la definición de la impedancia característica de las onda definidas en (2.28) y (2.29) referirse a [25].

2.4.2. Métodos de diseño

Una vez expuestas algunas de las características eléctricas de las estructuras periódicas, así como la capacidad de las mismas de presentar respuestas eléctricas consistentes en el filtrado de ciertas frecuencias, es necesario mostrar los distintos métodos de diseño de filtros que existen. Para ello se van a exponer dos métodos distintos. En primer lugar, se definirá el método del parámetro imagen y, en segundo lugar, se hará una exposición más detallada del método de las pérdidas de inserción que es en el que están basados todos los filtros que son objeto de estudio en el presente trabajo.

Método del parámetro imagen

Para la exposición y análisis de este método es de interés comenzar con una red recíproca de dos puertos y arbitraria como la que se muestra en la Figura 2.12, la cual se encuentra definida por su matriz de parámetros ABCD.

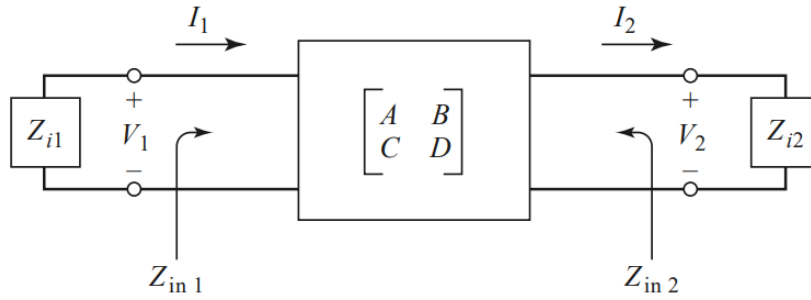


Figura 2.12: Esquema de una red de dos puertos terminada con sus impedancias imagen. Fuente [25].

En este escenario, se definen las llamadas impedancias imagen, Z_{i1} y Z_{i2} para el caso, las cuales representan el valor de la impedancia con el que habría que cargar cada respectivo puerto de la red para que la impedancia que se viera desde el otro puerto fuera la impedancia imagen de este último puerto. De este modo cuando cada puerto esta cargado con su impedancia imagen, $Z_{in1} = Z_{i1}$ y $Z_{in2} = Z_{i2}$.

Después de analizar la red se llega a las siguientes igualdades:

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, \quad (2.33)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}}, \quad (2.34)$$

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC}, \quad (2.35)$$

$$\cosh \gamma = \sqrt{AD}. \quad (2.36)$$

A partir de este punto, se eligen distintos tipo de secciones de las cuales las más comunes (tipo T y tipo π) se muestran en la Figura 2.13. A partir de estas secciones y de las igualdades anteriores se puede calcular el factor de propagación γ , en función de la frecuencia, extraer la frecuencia de corte de la red que es la frecuencia que separa las bandas eliminadas de las bandas cuya propagación es posible a lo largo de la red. En función del tipo de elemento reactivo que se utilice en cada parte de la sección, el filtro resultante tendrá un comportamiento paso-bajo o paso-alto dependiendo de si los elementos capacitivos se conectan a tierra (y los elementos inductivos en serie) o en serie (y los elementos inductivos a tierra)

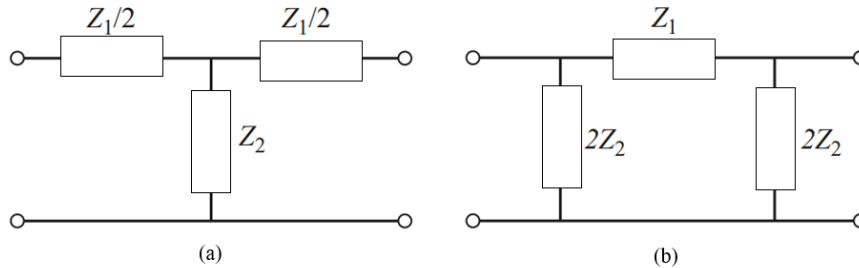


Figura 2.13: (a) Sección tipo T. (b) Sección tipo π . Fuente [25].

Por otro lado, en función de como se distribuyan los valores de admitancia entre los elementos de la sección, se tendrán unas características u otras en la respuesta frecuencial. En concreto, se definen dos tipos de secciones:

- **Secciones k-constante:** los filtros resultantes del hecho de usar este tipo de secciones dependen únicamente, en lo que a respuesta frecuencial se refiere, de los valores de capacitancia e inductancia que se escojan. El mayor inconveniente de estos filtros es que los resultados obtenidos en proceso analítico son solo válidos cuando los puertos están terminados con su impedancia imagen y esta impedancia varía con la frecuencia por lo que los resultados teóricos, en este sentido, no podrán acoplarse a ninguna realización práctica salvo para una frecuencia en concreto. Por otro lado, otra desventaja es la pendiente tan poco pronunciada que toma el parámetro de atenuación α , lo que obliga a buscar un compromiso entre la propagación ecualizada de la banda de paso y la eliminación de las bandas frecuenciales adyacentes a la banda de paso. La variación de α en función de la frecuencia para filtros paso bajo diseñados con este tipo de secciones puede encontrarse en la Figura 2.16. Por otro lado, en la Figura 2.14 se muestran las secciones típicas de este tipo de filtros.
- **Secciones m-derivada:** los filtros basados en este tipo de secciones tratan de solventar los problemas que las secciones k-constante introducen. Los relación entre los valores de los elementos reactivos se puede observar en la Figura 2.15. Esta distribución de los valores de las reactancias conduce a un polo en la curva de atenuación poco después de la frecuencia de corte debido al resonador en serie que forman la bobina y el condensador de la sección. De este modo, se solventa el lento cambio en la atenuación que las secciones k-constante tienen despues de la frecuencia de corte. No obstante, el inconveniente de estos filtros es que, para frecuencias superiores (en el caso de los filtros paso bajo) a la correspondiente al polo de atenuación, el valor de la atenuación vuelve a disminuir lo que provoca la aparición de nuevas bandas de paso indeseadas. En la Figura 2.16 se puede observar la curva de atenuación de un filtro con secciones m-derivada.

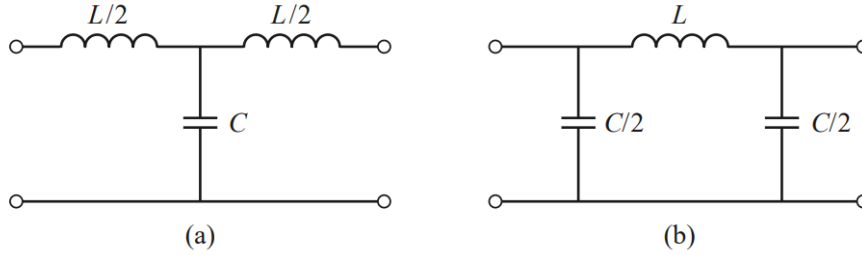


Figura 2.14: (a) Sección k-constante de tipo T para filtros paso bajo. (b) Sección k-constante de tipo π para filtros paso bajo. Fuente [25].

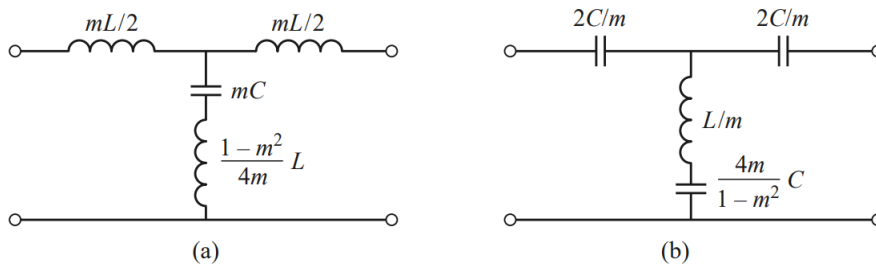


Figura 2.15: (a) Sección m-derivada de tipo T para filtros paso bajo. (b) Sección m-derivada de tipo T para filtros paso alto. Fuente [25].

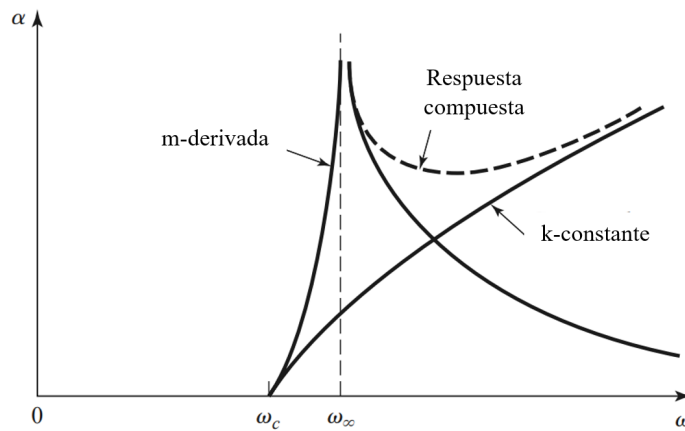


Figura 2.16: Variación de la atenuación para filtros paso-bajo basados en secciones k-constante, secciones m-derivada, así como de respuesta compuesta. Readaptado a partir de [25].

Por todo lo anteriormente expuesto, la solución de diseño que se suele aplicar es el uso de distintos tipos de secciones en cascada. De este modo, el continuo aumento de la atenuación de las secciones k-constante palió la aparición de las bandas de paso espurias de las secciones m-derivada. Por otro lado, el parámetro m da un grado más de libertad al diseño, permitiendo la inclusión de secciones de adaptación que disminuyan la variación de la impedancia imagen en función de la frecuencia como puede observarse en la Figura 2.17. En la Figura 2.18 se puede encontrar el esquemático de lo que sería un ejemplo de filtro compuesto por distintos tipos de secciones y en la Figura 2.16 la respuesta genérica de un filtro compuesto por distintas secciones en contraste con las respuesta de los filtros basados unicamente en un tipo de secciones [25].

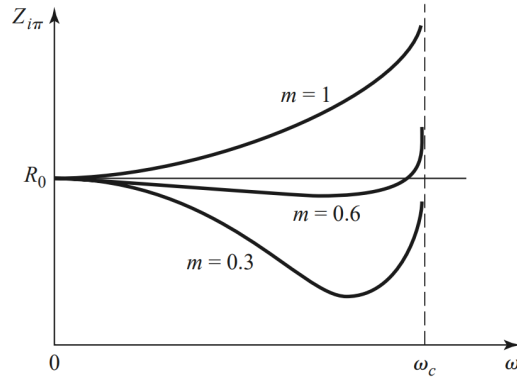


Figura 2.17: Variación de la impedancia imagen en función de la frecuencia para distintos valores de m para un filtro paso bajo basado en secciones m -derivada. Fuente [25].

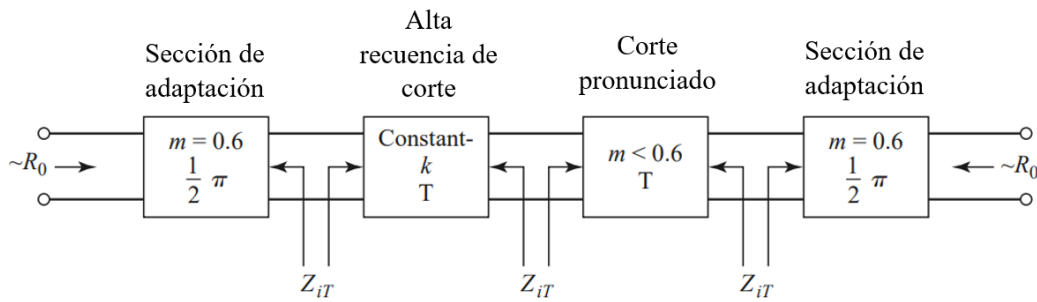


Figura 2.18: Esquemático de un filtro compuesto de cuatro etapas a partir de distintos tipos de secciones. Readaptado a partir de [25].

Método de las pérdidas de inserción

Un filtro ideal habría de tener pérdidas de inserción nulas en la banda de paso, atenuación infinita en la banda eliminada y una respuesta lineal de fase. No obstante, estas características de lo que sería un filtro canónico son imposibles de obtener, así que, en contraste, resulta interesante obtener un método que, aun no cumpliendo estas expectativas ideales, permita un control sobre las distintas bandas del filtro, así como sobre la fase y amplitud, añadiendo, por otro lado, una forma sistemática de mejora del diseño que, como se verá a continuación, consistirá en el aumento del orden del filtro. El método de las pérdidas de inserción provee al diseño de filtros de un modo de conseguir lo anteriormente mencionado. Por otro lado, este es el método utilizado en la mayor parte de filtros del mercado y, en particular, en los filtros del presente proyecto.

En este método, la respuesta de un filtro viene definida por su relación de pérdidas de potencia P_{LR} :

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en la fuente}}{\text{Potencia entregada a la carga}} = \frac{1}{1 - |\rho(\omega)|^2}, \quad (2.37)$$

siendo el logaritmo en base diez de esta relación, las pérdidas de inserción en Belios de una red recíproca cuando fuente y carga se encuentran adaptadas. Por otra parte, se puede demostrar que $|\rho|^2$ es una función par de ω de modo que para que un filtro sea físicamente realizable su relación de pérdidas de potencia ha de ser de la forma

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}, \quad (2.38)$$

donde M y N son polinomios reales en ω^2 .

En función del polinomio que defina la P_{LR} , la respuesta del filtro cambiará pudiéndose dar los siguientes tipos:

- **Butterworth:** este tipo de filtro provee a la banda de paso de un respuesta lo más plana posible consiguiendo un aumento de las pérdidas de inserción de $20N$ $dB/década$ siendo N el orden del filtro.
- **Chebyshev:** con esta respuesta se conseguirá una pendiente de pérdidas en la banda eliminada más pronunciado a expensas de un rizado en la banda de paso. Las pérdidas de inserción siguen aumentando $20N$ $dB/década$ pero siendo siempre $(2^{2N})/4$ veces más grandes que con una respuesta tipo *Butterworth*.
- **Función elíptica:** esta respuesta permite obtener una gran relación de aumento de las pérdidas de inserción a expensas de presentar rizado tanto en la banda de paso como en la banda eliminada.
- **Fase lineal:** con esta respuesta se consigue una fase lineal en toda la banda de paso en detrimento de la atenuación conseguida a partir de la frecuencia de corte.

Este método de diseño, como se muestra en la Figura 2.19 consiste en la extracción de un prototipo paso bajo a partir de las especificaciones de diseño que se tengan (se elegirá tanto el tipo de respuesta como el orden del filtro), para después llevar a cabo una conversión tanto en frecuencia como en impedancia del diseño con elementos concentrados del que parte el prototipo paso bajo.

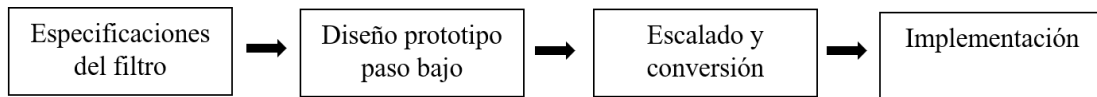


Figura 2.19: Pasos involucrados en el proceso de diseño de filtros basado en el método de las pérdidas de inserción.

Los filtros de este proyecto obedecen todos a un proceso de diseño basado en una respuesta frecuencial tipo *Chebyshev*, por lo que será el proceso basado en esta respuesta sobre el que se va a hacer hincapié en la presente sección.

Respuesta tipo Chebyshev

La relación de pérdidas de inserción para esta respuesta viene definida por los polinomios de Chebyshev $T_N(x)$, siendo:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(w), \quad (2.39)$$

donde el polinomio de Chebyshev de orden N se define como:

$$T_N(x) = 2xT_{N-1}(x) - T_{N-2}(x), \quad (2.40)$$

siendo, para el caso que ocupará en esta demostración, $T_1(x) = x$ y $T_0(x) = 0$.

Para una red genérica de orden $N = 2$ (orden 2 pues la red presenta 2 elementos reactivos) como la de la Figura 2.20, después de un proceso analítico básico de la red, se llega a las siguientes igualdades:

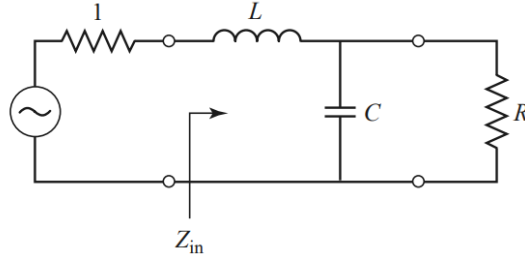


Figura 2.20: Prototipo paso bajo de un filtro de orden 2.

$$P_{LR} = \frac{1}{1 - |\rho|^2} = \frac{|Z_{in} + 1|^2}{2(Z_{in} + Z_{in}^*)}, \quad (2.41)$$

$$Z_{in} + Z_{in}^* = \frac{2R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}, \quad (2.42)$$

$$|Z_{in} + 1|^2 = \left(\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + 1 \right)^2 + \left(\omega L - \frac{\omega C R^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \right)^2, \quad (2.43)$$

donde siendo

$$T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1 \quad (2.44)$$

y sustituyendo (2.43), (2.42) y (2.44) en base a (2.41) y a (2.39) se obtiene la siguiente igualdad:

$$1 + k^2(4\omega^4 - 4\omega^2 + 1) = 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R^2) + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4], \quad (2.45)$$

de donde se pueden extraer los valores de L y C si se determina previamente k , que marcará el valor del rizado en la banda de paso. Este proceso analítico puede llevarse a cabo para un prototipo paso bajo de cualquier orden y los valores de los elementos reactivos ($g_1 \dots g_N$) se encuentran tabulados en cualquier bibliografía de diseño de filtros de la forma en la que muestra la Figura 2.21.

Una vez calculados los valores normalizados de los elementos reactivos que forman el prototipo paso bajo es necesario llevar a cabo una transformación tanto en impedancia (desnormalizando los valores obtenidos) como en frecuencia (obteniendo la respuesta buscada). En el presente caso, la transformación a paso-banda se lleva a cabo con la transformación en frecuencia siguiente:

$$\omega \rightarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.46)$$

donde

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad (2.47)$$

0.5 dB de Rizado											
<i>N</i>	<i>g</i> ₁	<i>g</i> ₂	<i>g</i> ₃	<i>g</i> ₄	<i>g</i> ₅	<i>g</i> ₆	<i>g</i> ₇	<i>g</i> ₈	<i>g</i> ₉	<i>g</i> ₁₀	<i>g</i> ₁₁
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

3.0 dB de Rizado											
<i>N</i>	<i>g</i> ₁	<i>g</i> ₂	<i>g</i> ₃	<i>g</i> ₄	<i>g</i> ₅	<i>g</i> ₆	<i>g</i> ₇	<i>g</i> ₈	<i>g</i> ₉	<i>g</i> ₁₀	<i>g</i> ₁₁
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Figura 2.21: Valores de g_i tabulados hasta el orden $N = 10$ para filtros tipo Chebyshev de con 0.5 y 3 dB de rizado en la banda de paso.

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}. \quad (2.48)$$

Δ representa el ancho de banda fraccional y ω_0 la frecuencia central de la banda de paso. Si esta transformación se aplica al cálculo de las reactancias en serie y las susceptancias en paralelo se obtiene que:

$$j\omega L_k \rightarrow j \frac{\omega L_k}{\Delta \omega_0} - j \frac{\omega_0 L_k}{\Delta \omega}, \quad (2.49)$$

$$j\omega B_k \rightarrow j \frac{\omega C_k}{\Delta \omega_0} - j \frac{\omega_0 C_k}{\Delta \omega}, \quad (2.50)$$

donde se observa como las reactancias en serie se convierten circuitos resonantes en serie y las susceptancias en paralelo se convierten en circuitos resonantes en paralelo, cuyas

impedancias, a la frecuencia de resonancia (situada en ω_0), son bajas y altas respectivamente. Como se puede observar, todo esto está en concordancia con la respuesta buscada, puesto que para la frecuencia central los resonadores en paralelo tenderán a presentar impedancias equivalentes elevadas permitiendo así la propagación de las ondas a través de los circuitos resonantes en serie. La Figura 2.22 muestra una comparativa de los circuitos equivalentes después de realizar las transformaciones en frecuencia para todos los tipos de filtros.

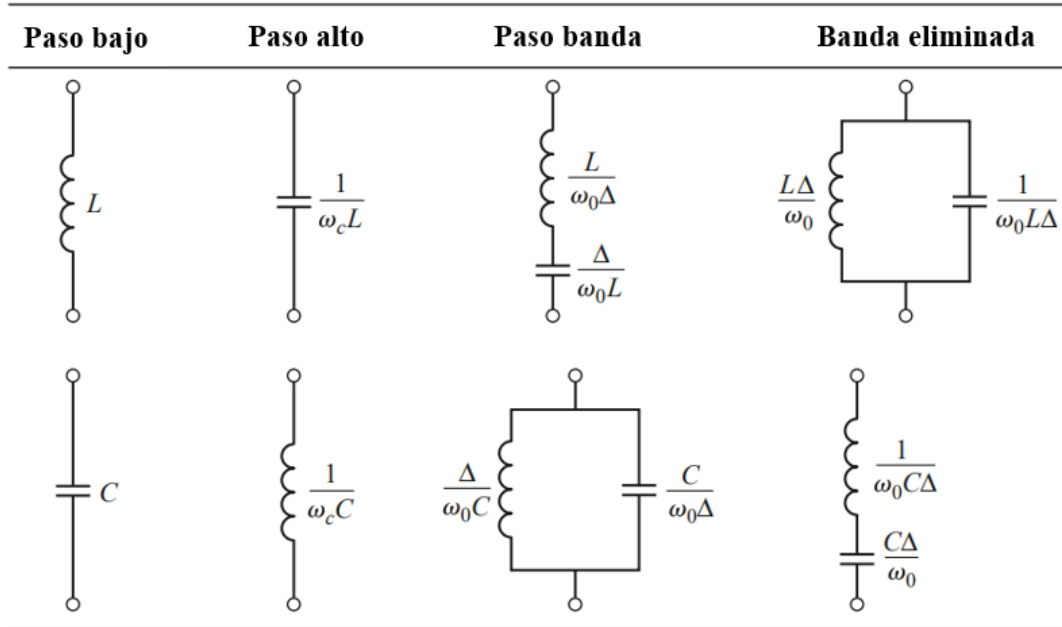


Figura 2.22: Circuitos equivalentes para cada tipo de filtro después de aplicar las transformaciones en frecuencia a los elementos del prototipo paso bajo. Readaptación a partir de [25].

Idealmente, una realización práctica de un filtro paso-banda a partir de bobinas y condensadores de los valores previamente extraídos daría lugar a la respuesta canónica que este proceso de diseño arroja. No obstante, no es posible encontrar elementos concentrados de cualquier valor en el mercado y, por otra parte, a frecuencias de microondas, la separación entre elementos no es despreciable y el hecho de añadir líneas de transmisión de separación entre los mismos degradaría la respuesta del filtro si esto se realiza de forma arbitraria. Dependiendo de la topología del filtro, su respuesta y la línea de transmisión sobre la que se implementa, las transformaciones de Richards y las identidades de Kuroda pueden ser una solución viable [25]. Con las primeras los elementos son sintetizados con líneas de transmisión y con las segundas, estas líneas pueden ser separadas físicamente, así como transformadas de modo que se consiga un filtro cuyos elementos estén todos en serie o todos en paralelo. No obstante, existen otros modos de solventar los dos problemas antes mencionados, y que se adaptan mejor a las características de los filtros desarrollados y tratados en este proyecto, y que van a ser expuestos a continuación.

Filtros basados en resonadores e inversores

El caso que se ocupa en este trabajo es el de filtros paso-banda basados en cavidades resonantes sobre topologías de guía de onda en tecnología planar. Ya se ha visto que la transformación del prototipo paso-bajo al equivalente en paso-banda transforma los

elementos reactivos en resonadores. Estos resonadores pueden implementarse tanto con líneas de transmisión como con cavidades resonantes en las cuales se basan los filtros objeto de este proyecto. Estas cavidades basadas en guía de onda rectangular pueden presentar infinitas frecuencias de resonancia definidas por

$$f_{mnl} = \frac{c_o}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}}, \quad (2.51)$$

donde a , b y d representan las dimensiones de la guía de onda resonante (anchura, altura y longitud respectivamente), m y n el orden del modo resonante y l el orden de resonancia.

El siguiente paso consiste en conseguir uniformidad en los N resonadores que forman el filtro, de modo que todos estén basados en un equivalente circuital en serie. Esto se consigue con el uso de inversores de impedancia los cuales, como se puede observar en la Figura 2.23 (a), invierten la impedancia de carga que se conecta en uno de sus puertos, permitiendo así transformar elementos conectados en serie en elementos conectados en paralelo. En los filtros del presente proyecto, estos inversores vienen implementados por los íris inductivos utilizados para acoplar las N cavidades resonantes. Como se puede observar en la Figura 2.23 (c), estos íris pueden ser modelados como una bobina en paralelo, cuyo valor en un desarrollo práctico del filtro puede ser escogido en función de la apertura del iris. Diversas gráficas pueden ser utilizadas para modelar el iris inductivo de forma que se consiga la constante de inversión definida teóricamente [26]. Para encontrar una información más detallada acerca del proceso de diseño de los inversores, referirse a [26]. Una vez calculadas las dimensiones en altura y longitud de las secciones de iris que actúan como inversores a partir de gráficas como la que se muestra en la Figura 2.24, el proceso de desarrollo del filtro ya puede pasar a la fase de optimización y, posteriormente, de fabricación.

Con toda la información expuesta a lo largo de la sección se finaliza el proceso de diseño que se ha seguido para el desarrollo de los filtros de este proyecto. Aun siendo una teoría consabida, se ha visto de gran importancia exponer, en este capítulo, aquellas bases teóricas que explican la topología de los dispositivos fabricados, ya que todas las pruebas realizadas a los filtros (temperatura, vibración y multipactor) y sus resultados son, en un grado muy alto, dependientes de las topologías escogidas y es necesario tener claro las razones de elección de las mismas.

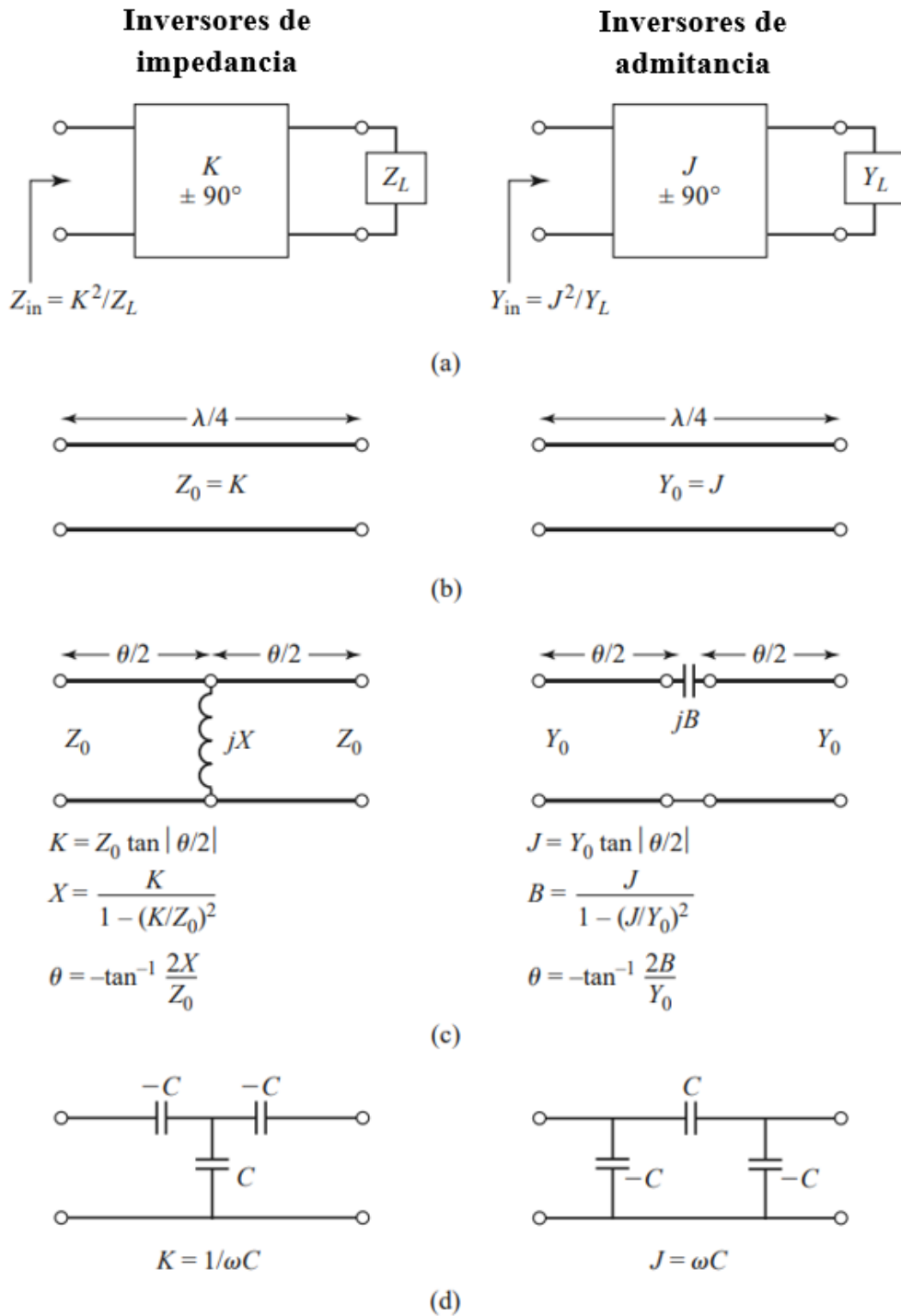


Figura 2.23: Inversores de impedancia. (a) Funcionamiento de un inversor de impedancias. (b) Implementación basada en transformadores $\lambda/4$. (c) Implementación basada en líneas de transmisión cargadas con elementos reactivos. (d) Implementación basada en redes de condensadores. Readaptación a partir de [25].

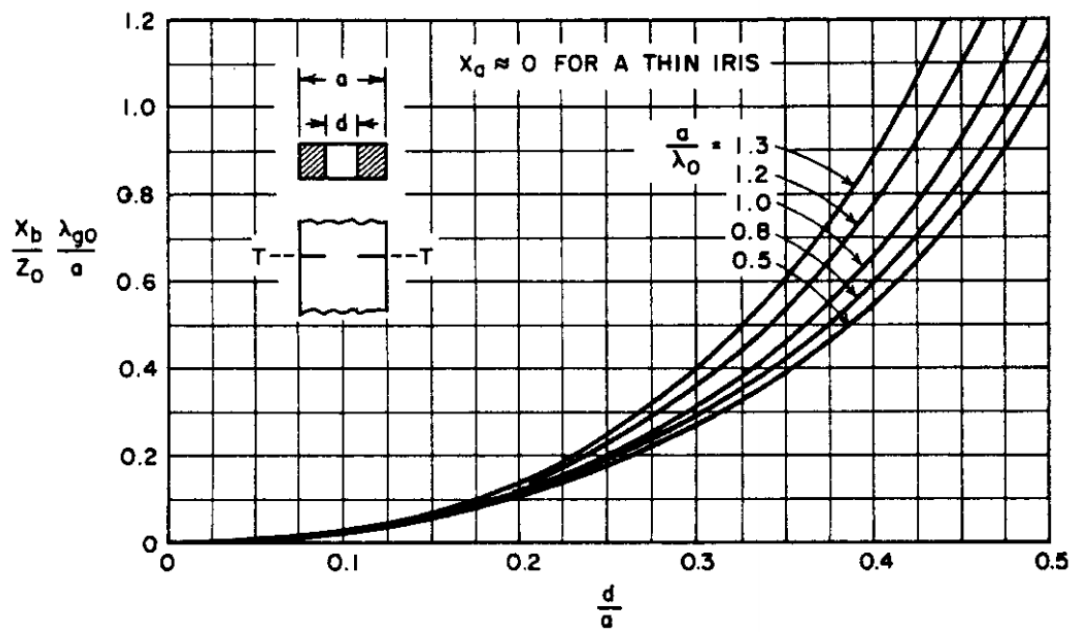


Figura 2.24: Gráficas para el cálculo de la reactancia paralela equivalente de un iris inductivo en guía de onda. Fuente [26].

Capítulo 3

Tecnologías y dispositivos

El objetivo del presente capítulo es exponer los distintos filtros objeto de estudio de este proyecto, con el fin de comprender de forma sumaria sus características principales, punto clave a la hora de sacar conclusiones a partir los resultados arrojados tanto por las simulaciones como por las pruebas experimentales. Por ello, se va a hacer una presentación de las cuatro tecnologías en las que están contruidos los filtros, así como de las transiciones entre estas tecnologías y las líneas de transmisión *microstrip* que, por su amplio uso y fácil acoplo con otros elementos (ya sean de transmisión como de conexión), han sido las escogidas para inyectar el campo electromagnético dentro de las cavidades de los filtros.

Por último, se expondrán brevemente los fundamentos de los kits de calibración y se mostrarán los métodos y algoritmos que se han utilizado para llevar a cabo una calibración numérica de las respuestas de los filtros cuando estos estaban sometidos a distintas temperaturas en las pruebas que así lo requirieron.

3.1. Filtros sobre los que se realiza el test

Hasta la aparición y adaptación de las tecnologías planares y en consecuencia de los SIC (*Substrate Integrated Circuit*), las tecnologías de transmisión en la mayoría de aplicaciones de microondas pasaba por el uso de líneas robustas y pesadas como las guías de onda o las tecnologías de transmisión coaxial. Es a partir de la introducción de las tecnologías de transmisión integradas en sustrato cuando todo esto cambia y líneas como la *microstrip*, la *stripline*, la coplanar y muchas otras toman un papel fundamental en las aplicaciones a frecuencias de microondas implementadas en circuito impreso, debido tanto a su ligero tamaño y peso como a su facilidad de fabricación e integración. No obstante, todas estas tecnologías planares presentan siempre una relación de compromiso en cuanto a las pérdidas y el manejo de potencia. Es por ello que la guía de onda integrada en sustrato (SIW) aparece en 2001 de la mano de Wu y Deslandes [27] con el objeto de obtener una tecnología de transmisión que aunara las ventajas de las guías de onda y las tecnologías planares. A partir de ese momento, muchos diseños y tecnologías basados en la tecnología SIW han sido desarrollados y publicados y cuatro de ellos son los que este proyecto se dispone a poner a prueba.

Los filtros presentados están basados en las tecnologías: SIW [28], ESIW [8], ADSIW [9] y ESICL [29]. Todos han sido diseñados para que presenten la misma respuesta paso-banda tipo Chebyshev con 0.1 dB de rizado y al menos 25 dB de pérdidas de retorno en su banda de paso, orden 5, centrado a 13 GHz y con un ancho de banda de 400 MHz. El diseño esta basado en la alternancia de secciones resonantes con secciones inversoras de impedancia, como ya se ha expuesto en la fundamentación teórica del proyecto.

3.1.1. Substrate Integrated Waveguide

Surgida en 2001, la *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) ha presentado un antes y un después en las líneas de investigación de los dispositivos a frecuencias de microondas convirtiéndose en una relación de compromiso entre las tecnologías planares comunes y las guías de onda clásicas. Como su nombre indica, esta tecnología se implementa en una única capa de sustrato y mimetiza las características de transmisión más significativas de las guías de onda rectangulares comunes. Para ello, se utilizan las metalizaciones superiores e inferiores del sustrato a modo de paredes horizontales conductoras y se realizan perforaciones de vías que posteriormente se metalizan para emular la presencia de las paredes eléctricas verticales de una guía de onda clásica. Haciendo referencia a la Figura 3.1, donde se muestra una vista en perspectiva de una SIW, si la relación s/d es menor que 2,5, las pérdidas por radiación entre las vías pueden considerarse despreciables y el ancho efectivo de la SIW calcularse como

$$w_{eff} = w - \frac{d^2}{0,95s}, \quad (3.1)$$

aunque puede aproximarse con otras relaciones [30].

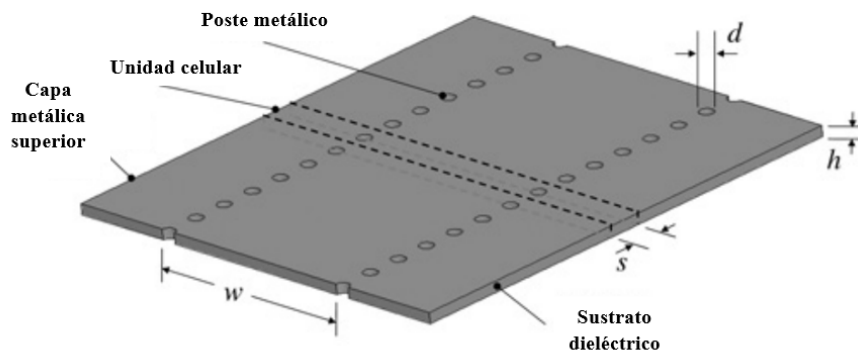


Figura 3.1: Vista en perspectiva de una línea SIW con sus dimensiones características. Readaptación a partir de [27].

En cuanto a las características de transmisión, los modos TE_{n0} son prácticamente iguales que los de una guía de onda estándar aunque los modos TM no pueden ser confinados en esta estructura debido a la ausencia de continuidad eléctrica que tienen las vías en la dirección de avance de la onda (no ocurriendo esto en el caso de la ESIW o en las partes vacías de la línea ADSIW como se verá a continuación).

Las pérdidas en este tipo de estructuras son debidas a tres factores: presencia de dieléctricos, conductividad limitada de los metalizados y radiaciones entre las vías metalizadas. Si el diseño está bien hecho, las dos últimas resultan despreciables pero, no obstante, las pérdidas de energía por materiales dieléctricos no ideales pueden llegar a ser considerables dependiendo del material y la frecuencia de trabajo empleados, siendo esta una de las mayores desventajas de la SIW.

En cuanto al diseño del filtro fabricado, tal como se procedería con un filtro en guía de onda, las cavidades resonantes son diseñadas en función de la longitud de las mismas y los inversores en función del ancho del iris inductivo de acoplo entre cavidades que, en este caso, viene modelado por una única fila de vías metalizadas que, en base a su longitud, controlan la estrechez total del iris. La Figura 3.2 muestra una visión en planta de una sección de acoplo [31]. Una vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología SIW

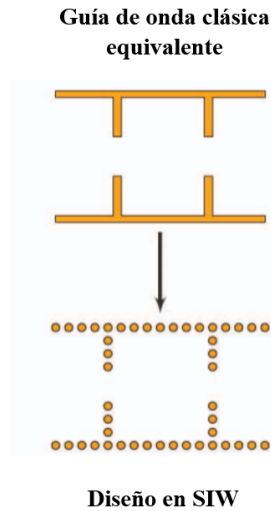


Figura 3.2: Comparativa entre un iris inductivo desarrollado en tecnología SIW y su equivalente en guía de onda clásica.

puede encontrarse en la Figura 3.3.

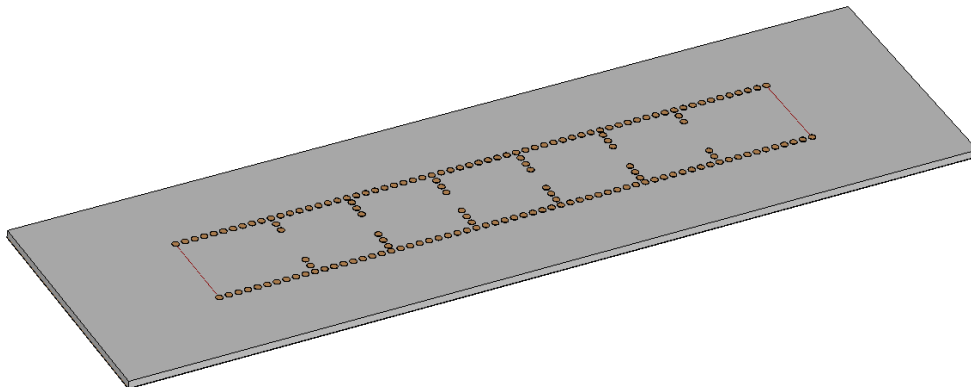


Figura 3.3: Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología SIW.

Debido a la ausencia de regiones vacías en toda la estructura, el efecto multipactor no se podrá dra bajo los órdenes de magnitud de potencia ordinarios, por lo que no es una prueba que se vaya a realizar sobre este filtro. En cuanto a las pruebas de vibrado, debido a lo compacto de esta topología no se esperan cambios mecánicos significativos en la integridad del dispositivo.

3.1.2. Empty Substrate Integrated Waveguide

La *Empty Substrate Integrated Waveguide* (ESIW) implementa, como su nombre indica, una guía de onda vacía integrada en una placa de sustrato dieléctrico como puede observarse en la Figura 3.4. Esta estructura, más compleja de desarrollar que la SIW, se fabrica vaciando un agujero rectangular en el sustrato de unas dimensiones específicas, cuyo ancho depende de la frecuencia de corte que se quiera obtener. Posteriormente, esta PCB cortada se metaliza de modo que las paredes verticales (consecuencia del corte), cuyo sustrato interior se encontraba al aire, quedan metalizadas permitiendo el confinamiento de los campos electromagnéticos en el plano horizontal. Finalmente, como el corte ha eliminado

la metalización superior e inferior de la PCB, es necesario ensamblar dos capas más que hagan de paredes conductoras superior e inferior. Como se puede ver, en este caso el perfil de corte (y no las vías metalizadas) es el que delimita las cavidades resonantes y los iris de acoplo, por lo que se obtiene un acabado continuo y más preciso permitiendo un modelado de más resolución en las secciones de inversión [8]. Por otro lado, esta continuidad en el metalizado de las paredes verticales permite el confinamiento de los modos TM y no solo de los TE como ocurre con la SIW.

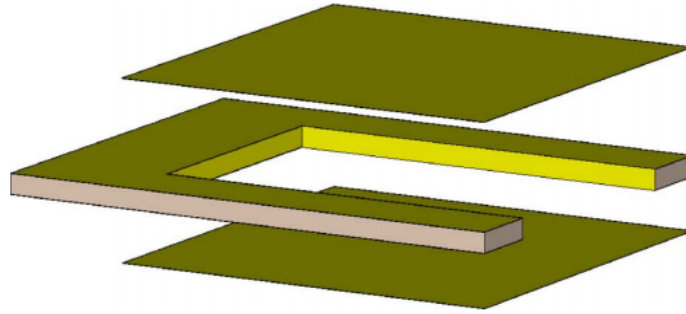


Figura 3.4: Desglose de las tres PCB necesarias para producir una línea ESIW.

El proceso de diseño del filtro sigue los mismos pasos que en el caso de la SIW y una vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ESIW puede encontrarse en la Figura 3.5.

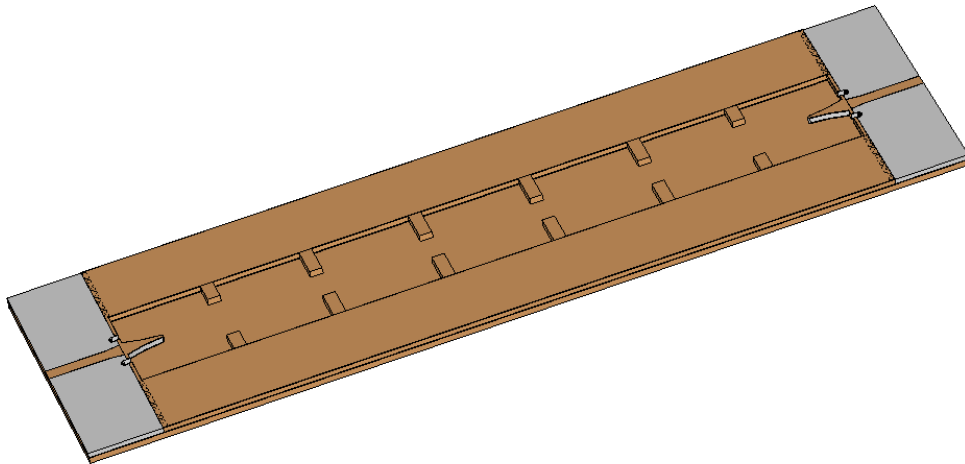


Figura 3.5: Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ESIW.

En cuanto a las pruebas a las que estará sometido este filtro, al presentarse espacio vacío a lo largo de toda la estructura, las zonas susceptibles de comenzar una descarga de multipactor estarán situadas en el centro de los resonadores, que es donde mayor intensidad de campo eléctrico se concentrará.

3.1.3. Alternating Dielectric Substrate Integrated Waveguide

Como se ha podido observar, los dos filtros anteriores están basados en cavidades resonantes e inversores de impedancia modelados por iris de acoplo entre cavidades. Los filtros en tecnología *Alternating Dielectric Substrate Integrated Waveguide* (ADSIW)

parten de este mismo concepto de diseño pero modifican la forma en la que los inversores de impedancia son implementados.

Como se puede observar en la Figura 3.6, la topología del filtro alterna secciones de guía de onda integrada en sustrato con y sin materiales dieléctricos que las llenen, de forma que el ancho de la cavidad resultante se mantiene constante a lo largo del filtro, los inversores de impedancia son implementados por las secciones sin material dieléctrico y los resonadores por las secciones con material dieléctrico.

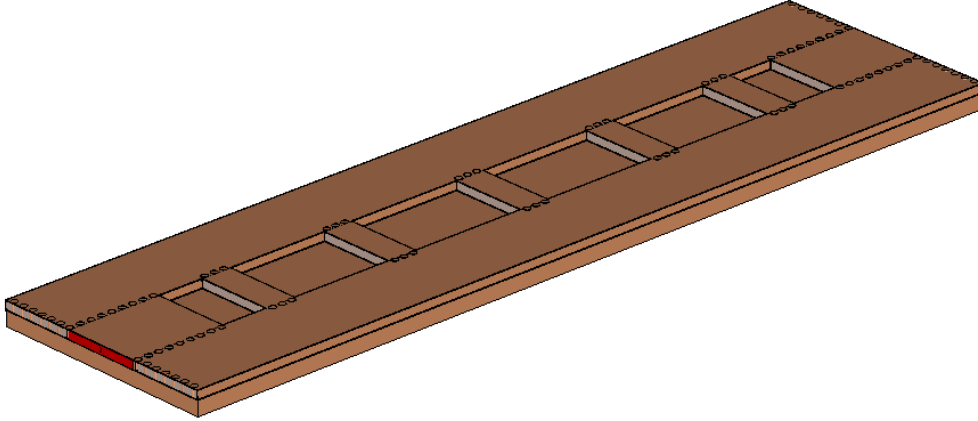


Figura 3.6: Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ADSIW.

El análisis desarrollado en [32] para este tipo de estructuras consiste en un método multimodal que define, y posteriormente calcula, los campos eléctricos y magnéticos de tantos modos de transmisión como se quiera tener en cuenta, forzando la continuidad de los campos transversales en la $2(N - 1)$ discontinuidades siendo N el número de cavidades con y sin dieléctrico.

Ya sea en este como en los otros filtros presentados, el proceso de diseño y optimización consiste en lograr que el coeficiente de reflexión de la sección vacía sea igual al del correspondiente inversor ideal de impedancia que estas secciones vacías implementan. De este modo se busca que:

$$\frac{1 - |S_{11}|}{1 + |S_{11}|} - (\overline{K_{l,l+1}})^2 = 0, \quad (3.2)$$

donde S_{11} es el coeficiente de reflexión de la que presente la sección vacía cuyos puertos de entrada son las secciones con dieléctrico adyacentes y $K_{l,l+1}$ es la constante de inversión normalizada a emular. Por otro lado, para que el cambio de fase sea el mismo que el que aportaría un inversor, las secciones con dieléctrico han de ser acortadas de modo que la fase del coeficiente de reflexión sea π . Es por esto que tanto en este filtro como en el resto (cuyos inversores de impedancia se encuentran implementados por íris o por secciones alternas vacías como es el caso), las cavidades resonantes presentan longitudes menores a las ideales para resonadores de media longitud de onda [32].

En lo que se refiere a las pruebas realizadas, el riesgo de multipactor se concentrará en las secciones de inversión, puesto que las cavidades resonantes están rellenas de dieléctrico.

3.1.4. Empty Substrate Integrated Coaxial Line

La *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* (ESICL) es la línea de transmisión sobre la que se implementará el último filtro. Como puede observarse en la Figura 3.7, esta

línea de transmisión no es más que un coaxial cuadrado implementado sobre cinco capas de sustrato a las que se le realizan distintos procesos de fabricación (borrados, cortes, metalizados...) para acabar obteniendo un conductor activo rectangular encapsulado por otro conductor rectangular que hace de tierra eléctrica. Al contar con dos conductores, el modo principal que se transmite por esta estructura es el modo *TEM* por lo que la frecuencia de corte será de 0 GHz (único filtro de este proyecto con esta característica de propagación). Tomando como referencia que se trata de una línea coaxial, el ancho de banda monomodo que presenta es elevado, su manejo de potencia también y presenta una capacidad de integración excelente con otro tipo de tecnologías planares. En [33], [34] y [35] se puede encontrar un estudio más detallado de esta tecnología de transmisión, así como de otros dispositivos pasivos realizados a partir de la misma.

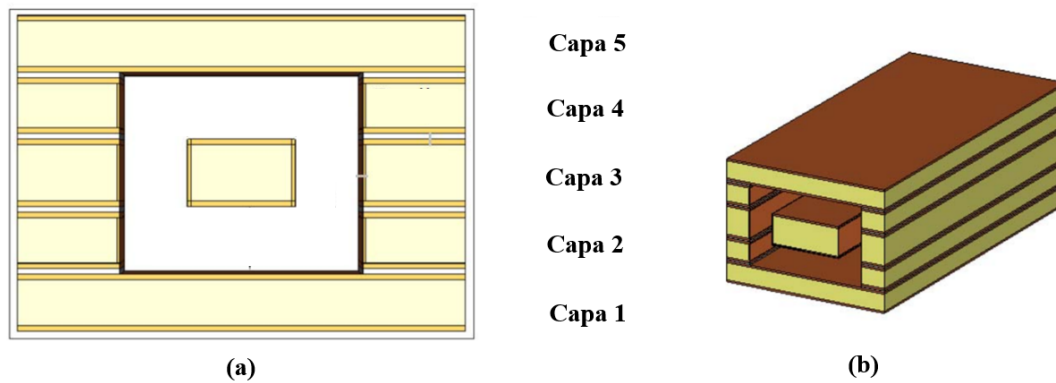


Figura 3.7: (a) Línea ESICL con sus dimensiones básicas. (b) Línea ESICL vista en perspectiva. Fuente [33]

En cuanto al filtro del que se ocupa este proyecto, los resonadores implementados son de tipo serie y están basados, como en el resto de filtros, en líneas de longitud $\lambda/2$ (ver Figura 3.8 (a)). Por otro lado, los inversores se basan en estructuras inductivas que conectan el conductor activo con la tierra eléctrica y que están colocadas entre las cavidades resonantes, pudiéndose encontrar más información en [29]. En la Figura 3.8 (c) se puede ver un ejemplo de este tipo de estructuras inductivas cuyas dimensiones se diseñan y optimizan para que los parámetros S de la simulación en onda completa se acerquen lo máximo posible a los parámetros de dispersión del equivalente circuital del inversor que se trata de conseguir y que se puede encontrar en la Figura 3.8 (b). Los resonadores implementados con esta tecnología presentan un factor de calidad elevado al no tener pérdidas dieléctricas por estar vacío pero, del mismo modo, aparece el riesgo de multipactor, donde cabe destacar que no solo se encuentra este riesgo en los campos del plano vertical sino también en cualquier dirección debido a la disposición de campos característica de los modos TEM en líneas de transmisión coaxial. En la Figura 3.9 se puede encontrar una visión en planta de la capa 3 de este filtro.

3.2. Transiciones entre tecnologías

Una vez expuestas las tecnologías que confinan el campo dentro del filtro es necesario mostrar qué línea de transmisión es la encargada de alimentar esos campos, así como las distintas estructuras que hacen posible un acoplamiento suave de los campos electromagnéticos entre esta línea de alimentación y las cavidades del filtro.

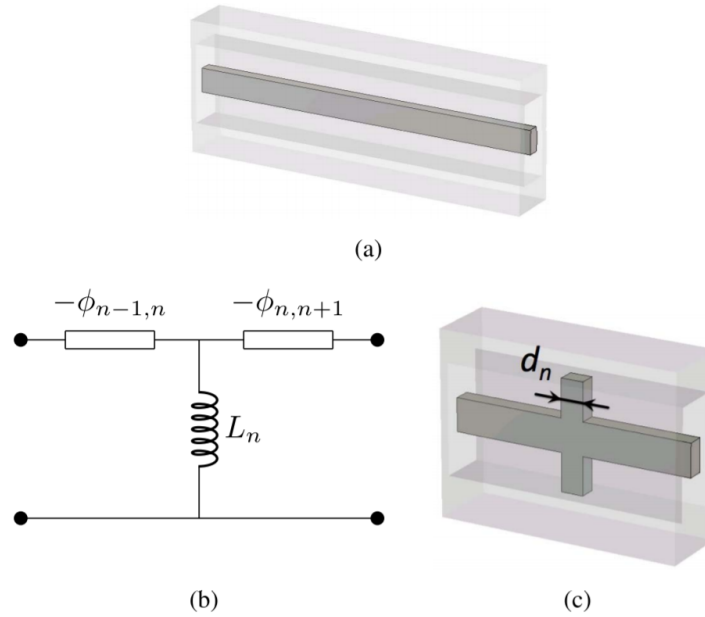


Figura 3.8: (a) Conductor central del resonador basado en líneas ESICL. (b) Circuito equivalente del inversor de impedancias a emular. (c) Inversor de impedanci basado en estructuras con comportamiento inductivo a lo largo de la línea ESICL.

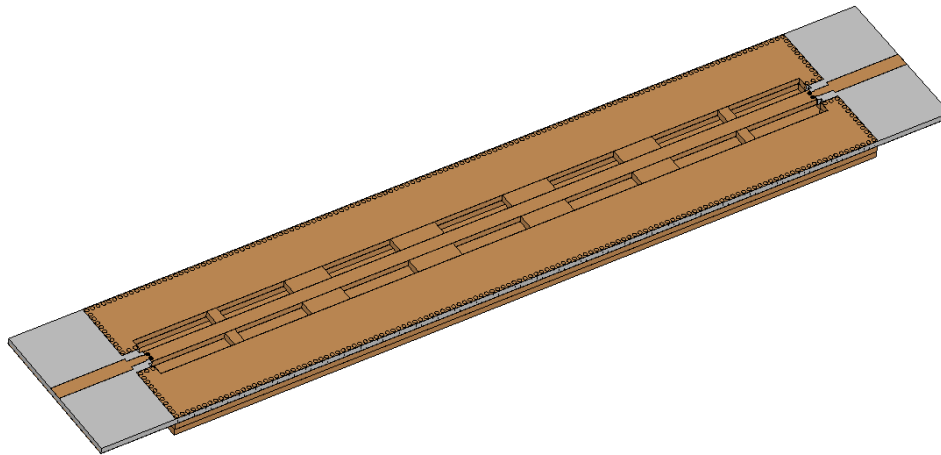


Figura 3.9: Vista en perspectiva del filtro desarrollado en tecnología ESICL.

3.2.1. Líneas microstrip

La línea de transmisión escogida para alimentar los filtros ha sido la *microstrip* debido a su amplio uso, fácil integración y a la facilidad para soldar conectores en sus extremos. Por otro lado, permite un proceso de fabricación sencillo que evitará puntos de fallos innecesarios.

Esta tecnología de transmisión consiste en una tira activa suspendida sobre un dieléctrico con un capa inferior conductora que hace de tierra eléctrica. Debido a esta simple topología, es posible realizar el proceso de fabricación con una única capa de sustrato. En cuanto a la distribución de sus campos electromagnéticos, estos se propagan tanto por el aire como por el sustrato como se muestra en la Figura 3.10. Puesto que las líneas de campo son perpendiculares al plano de separación de los dos medios, las condiciones de contorno de continuidad de campos transversales no aplican y no permiten, de este modo,

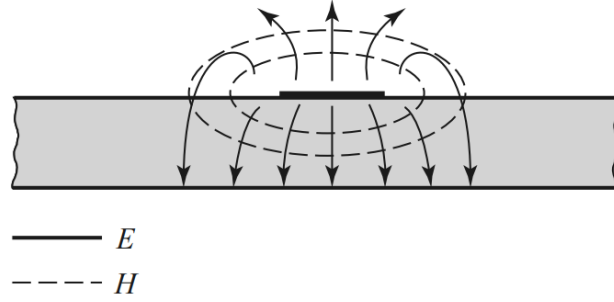


Figura 3.10: Dsistribución de las líneas de campo eléctrico y magnético en una sección transversal de una línea *microstrip*.

una fase común en un modo TEM puro que se propagará por ambos medios. Es por esto que esta línea transmite campos TM-TE híbridos que, cuando se cumple que $d \ll \lambda$, pueden considerarse como quasi-TEM [36].

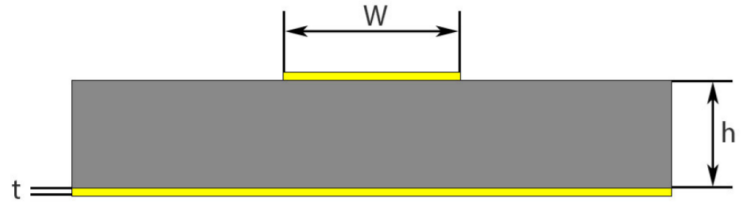


Figura 3.11: Sección transversal de una línea microstrip con sus dimensiones más significativas.

El proceso de diseño de la línea en función de su impedancia característica se basa en siguientes identidades cuyas variables están referidas a las de la Figura 3.11:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\sqrt{2\pi}\sqrt{\epsilon_{ref} + 1}} \ln\left(1 + \frac{4h}{w'} \left[\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_{ref}}}{11} \frac{4h}{w'} + \sqrt{\left(\frac{14 + 8\epsilon_{ref}}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1 + \epsilon_{ref}^{-1}}{2} \pi^2}\right]\right), \quad (3.3)$$

donde el cálculo de ϵ_{ef} depende de la relación w/h de la siguiente manera:

- $w/h < 1$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5} + 0,04\left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (3.4)$$

- $w/h > 1$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5} \quad (3.5)$$

donde w' representa una corrección del ancho de la tira conductora con respecto a una línea equivalente que tuviera un dielectrico homogéneo de valor ϵ_{ef} :

$$w' = w + \frac{t}{\pi} \ln\left[\frac{4e}{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w/t+1,1}\right)^2}\right] \quad (3.6)$$

3.2.2. Transición a ESIW

La transición a *microstrip* presente en el filtro en ESIW se puede observar en la Figura 3.12. Como se puede ver, consiste en la ampliación progresiva (*tapering*) del ancho de la línea *microstrip* de alimentación conforme esta se aproxima a la primera cavidad del filtro. Posteriormente, una segunda estructura de *tapering* (dimensionada en base a los parámetros w_{ti} , l_{ti} y w_{tf}) se introduce en la ESIW y su ancho decrece exponencialmente hasta que desaparece en el interior de la cavidad [37].

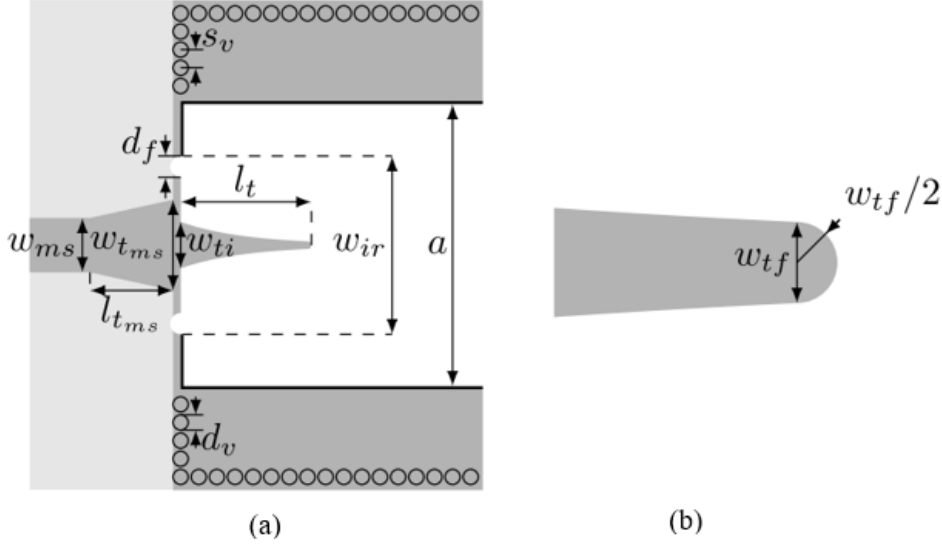


Figura 3.12: Visión en planta de la transición de línea *microstrip* a tecnología ESIW acotada con sus dimensiones características. (a) Vista del conjunto de la transición. (b) Vista en detalle de la segunda estructura de *tapering*. Fuente [37].

Como se puede observar en la Figura 3.12 (a), se añaden unas vías metalizadas alrededor de las esquinas de la cavidad de entrada con el fin de evitar radiaciones indeseadas en el proceso de transición de los campos electromagnéticos. Aparte de estas vías se añade un par más de vías no metalizadas que delimitan el ancho w_{ir} y que aseguran que la pared de la ESIW en el punto de la transición esté metalizada solo en las zonas donde se precise.

3.2.3. Transición a SIW y ADSIW

En este caso, la transición de *microstrip* a estas dos tecnologías es mucho más sencilla que la anteriormente mencionada. Básicamente, y del mismo modo que en la primera etapa de la transición a ESIW, la línea *microstrip* se va ensanchando conforme se acerca a la cavidad rellena de dieléctrico hasta que se funde con la metalización superior del sustrato que forma la pared superior de la guía de onda integrada en sustrato. En la Figura 3.13 se muestra un ejemplo de esta transición, donde cabe destacar que los parámetros de diseño son la longitud y el ancho de la estructura de *tapering* [38].

3.2.4. Transición a ESICL

Debido a la topología ESICL, quizás esta sea la transición que más complejidad presente, ya que el acoplo de las líneas de campo de una estructura *microstrip* a una estructura ESICL necesita de varias etapas y procesos de fabricación que entrañan más dificultad.

Como se puede observar en la Figura 3.14, en una primera etapa, la tira activa de la línea *microstrip* que empieza a introducirse en la estructura ESICL se cubre con un sustrato

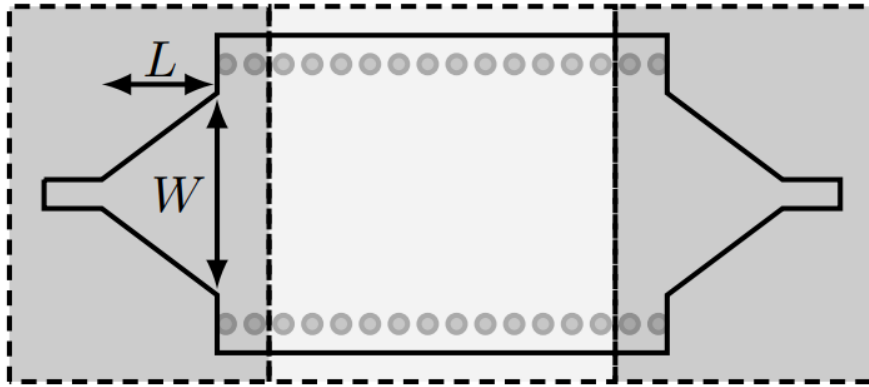


Figura 3.13: Visión en planta una línea SIW en cuyos puertos se ha integrado una transición a una línea *microstrip* mostrando sus dos parámetros de diseño característicos. Fuente [38].

en su parte superior cuya metalización en la cara *bottom* se encuentra borrada para evitar cortocircuitos con la tierra eléctrica. Por otra parte, una serie de vías metalizadas son realizadas a los lados de la tira activa con el fin de empezar a confinar los campos en el plano horizontal. Posteriormente, se conecta la tira activa de la *microstrip* a lo que será el conductor central de la ESICL a partir de una apertura en dos etapas. Finalmente, el sustrato se estrecha y se realizan dos perforaciones metalizadas en el interior de la conductor activo de la ESICL para evitar que los campos se filtren por el interior del activo [39].

3.3. Kit de calibración TRL

La obtención de resultados fiables es, en cualquier proyecto, una necesidad indiscutible. En el ámbito en el que se mueve el presente trabajo, la respuesta en frecuencia de los filtros testados ha de ser lo más ajustada posible a la realidad, pues es en los cambios de la respuesta frecuencial bajo diferentes escenarios en lo que se centra este proyecto. Además, estos cambios, en el caso de las pruebas de temperatura, pueden suponer la diferencia entre el aprobado o no de los filtros¹. Es por esto que en este trabajo se ha desarrollado un kit de calibración TRL con el fin de obtener medidas lo más precisas posible por parte del analizador vectorial de redes.

La teoría, necesidades y uso de los kits de calibración son ampliamente conocidas y están bien documentadas [40]. Básicamente, un kit de calibración TRL consiste en tres elementos cuya respuesta frecuencial es conocida (*Thru*, *Reflect* y *Line*) que tras ser medidos por el VNA, permiten eliminar del proceso de medida ulterior del DUT (*Device Under Test*) aquellos efectos espurios provocados por los elementos que se encuentran entre el DUT y el puerto de entrada del VNA, así como por los términos de error asociados a cualquier medida hecha con un analizador vectorial de redes.

3.3.1. Aplicación específica en las pruebas de temperatura

La dificultad que entraña este proyecto en cuanto a la obtención de medidas fiables reside en la variabilidad que presentan los materiales y, en consecuencia, los elementos usados en el proceso de medida, con los cambios de temperatura. De este modo, el cable, el conector y la línea de alimentación de un filtro dado durante el proceso de medida no pueden ser caracterizados mediante un proceso estandar de calibrado a temperatura

¹No obstante, el kit de calibración fabricado ha sido utilizado en todos los procesos de medida de este trabajo y no únicamente en las medidas relacionadas con las pruebas de temperatura.

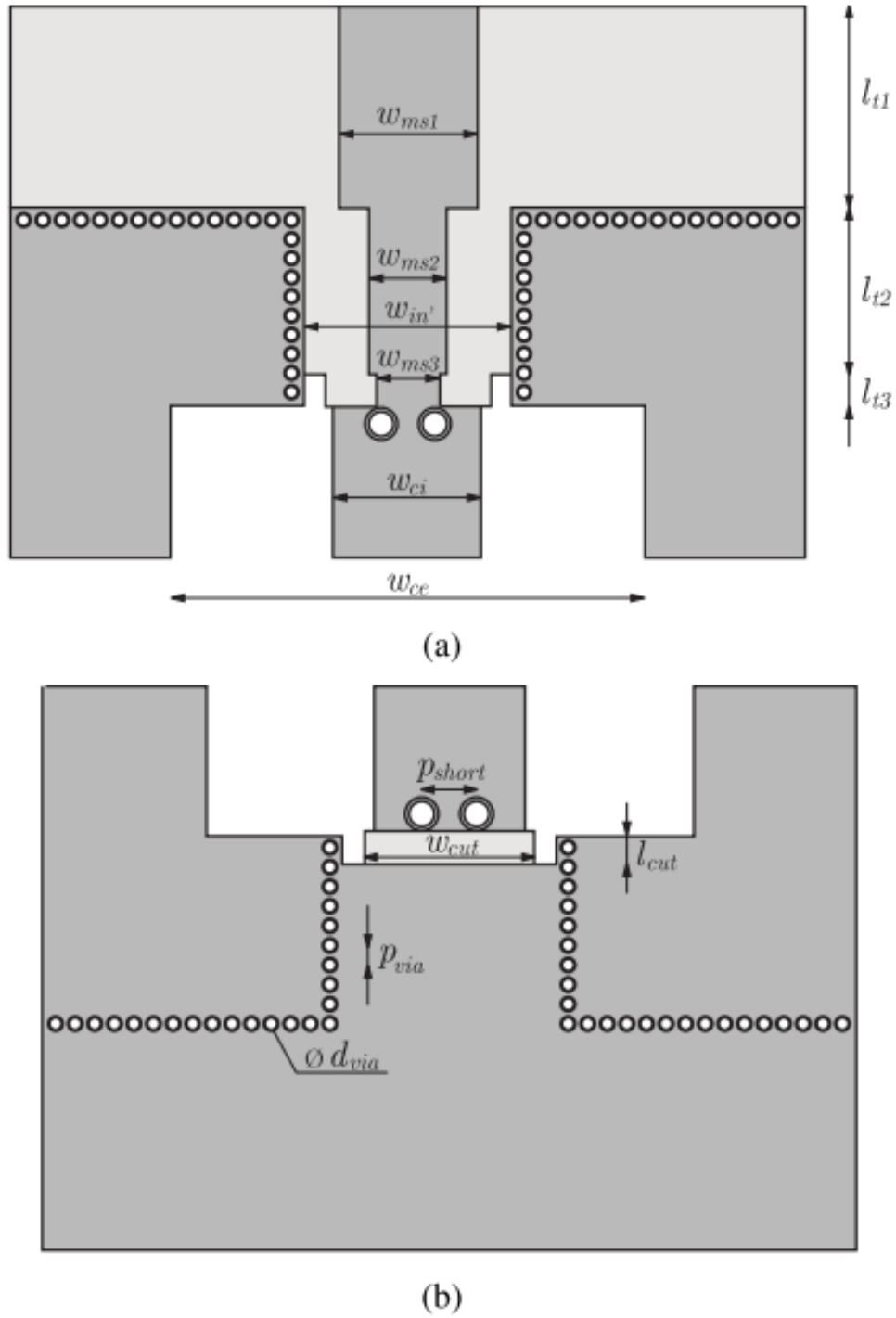


Figura 3.14: Vista en planta de la capa central de una transición entre una línea *microstrip* una línea ESICL. (a) Parte superior de la capa central. (b) Parte inferior de la capa central. Fuente [39]

ambiente y es necesario usar un método que permita caracterizar los elementos espurios presentes en cada medida a lo largo del perfil de temperatura aplicado a los filtros. Este proceso, desarrollado en [5], consiste en la medición de los parámetros S de cada elemento del kit de calibración para cada temperatura del perfil térmico aplicado a los filtros para, finalmente, extraer de forma analítica los efectos espurios de los elementos ajenos al filtro en cuestión. Este procesado de datos se ha llevado a cabo con un *script* escrito en *Matlab*

y a continuación se muestra el proceso analítico de caracterización de errores en el proceso de medida a partir de un kit TRL.

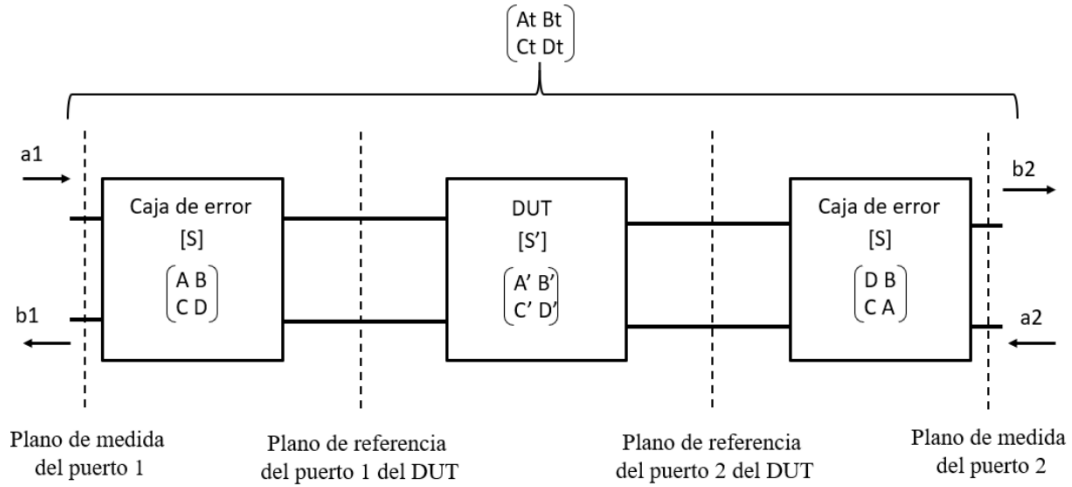


Figura 3.15: Diagrama de bloques de una medida del VNA.

3.3.2. Método analítico

La Figura 3.15 muestra un esquema del proceso de medida de cualquier DUT donde las denominadas cajas de error representan los efectos espurios introducidos por elementos ajenos al DUT. Como se puede observar cada elemento está definido por su matriz de parámetros $ABCD$ y, en base a este esquema y a diagramas de flujo en redes de 2 puertos, se obtienen los parámetros tanto de reflexión como de transmisión de los 3 elementos del kit de calibración cuando estos son medidos por el analizador vectorial de redes:

$$T_{11} = S_{11} \frac{S_{22} S_{12}^2}{1 - S_{22}^2}, \quad (3.7)$$

$$T_{12} = \frac{S_{12}^2}{1 - S_{22}^2}, \quad (3.8)$$

$$R_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}^2 \rho_L}{1 - S_{22} \rho_L}, \quad (3.9)$$

$$L_{11} = S_{11} + \frac{S_{22} S_{12}^2 e^{-2\gamma l}}{1 - S_{22}^2 e^{-2\gamma l}}, \quad (3.10)$$

$$L_{12} = \frac{S_{12}^2 e^{-\gamma l}}{1 - S_{22} e^{-2\gamma l}}, \quad (3.11)$$

donde T_{ij} , R_{ij} y L_{ij} son los parámetros de dispersión medidos por el VNA para los elementos *Thru*, *Reflect* y *Line*. En cuanto a las incógnitas S_{11} , S_{22} , S_{12} representan los parámetros de dispersión de las cajas de error. Por otra parte, ρ_L y $e^{-\gamma l}$ representan el

factor de reflexión y el desfase de los elementos *Reflect* y *Line* respectivamente. Estas incógnitas pueden aislarse obteniendo las ecuaciones que abajo se muestran:

$$e^{\gamma l} = \frac{L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2 \pm \sqrt{(L_{12}^2 + T_{12}^2 - (T_{11} - L_{11})^2)^2 - 4L_{12}^2 T_{12}^2}}{2L_{12}T_{12}}, \quad (3.12)$$

$$S_{22} = \frac{T_{11} - L_{11}}{T_{12} - L_{12}e^{-\gamma l}}, \quad (3.13)$$

$$S_{11} = T_{11} - S_{22}T_{12}, \quad (3.14)$$

$$S_{12}^2 = T_{12}(1 - S_{22}^2). \quad (3.15)$$

Una vez se tiene caracterizados las cajas de error en cuanto a sus parámetros de dispersión, es de utilidad transformar estas matrices en sus respectivas matrices $ABCD$ en base a las identidades de la Tabla 3.1. Una vez realizada esta transformación, así como la de la matriz de parámetros de dispersión de la medida sin calibración, la matriz $ABCD$ del DUT se calcula de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A^t & B^t \\ C^t & D^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.16)$$

donde la matriz cuyos elementos tienen el superíndice t corresponde a la matriz de la medida sin calibrar y las matrices sin superíndices corresponden a las cajas de error. De este modo, se obtiene la matriz $ABCD$ del DUT de la cual se han eliminado los efectos espurios que introducían las cajas de error [25]. A partir de aquí, esta matriz puede transformarse a su matriz equivalente de parámetros de dispersión utilizando las transformaciones de la Tabla 3.1.

[S] to ABCD	ABCD to [S]
$S_{11} = \frac{A+B/Z_o - CZ_o - D}{A+B/Z_o + CZ_o + D}$	$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{12} = \frac{2(AD-BC)}{A+B/Z_o + CZ_o + D}$	$B = Z_o \frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{21} = \frac{2}{A+B/Z_o + CZ_o + D}$	$C = \frac{1}{Z_o} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$
$S_{22} = \frac{-A+B/Z_o - CZ_o + D}{A+B/Z_o + CZ_o + D}$	$D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$

Tabla 3.1: Transformaciones entre parámetros de dispersión y elementos de la matriz $ABCD$.

Capítulo 4

Diseño y fabricación

Como ya se ha podido constatar, este proyecto se centra en el comportamiento de los filtros bajo estudio y no así en el proceso de modelado, diseño, optimización y posterior fabricación puesto que todo lo involucrado por las fases anteriores ha sido analizado y expuesto previamente en diversos artículos y tesis. Sin embargo, el hecho de que ya existan realizaciones previas de los filtros a testear no implica que haya que pasar por alto, en esta memoria, ciertos aspectos fundamentales del proceso de desarrollo de estos dispositivos pues todos los dispositivos han tenido que ser fabricados nueva y expresamente para la realización de las pruebas de temperatura y vibración. Es por todo esto que en la siguiente sección se presenta el diseño final de los filtros fabricados, así como las herramientas de fabricación empleadas y los procesos en los que estas se ven implicadas para la correcta realización de los cuatro dispositivos.

4.1. Diseño final de filtros y líneas

El sustrato utilizado en todos los filtros para todas aquellas capas a través de las cuales se transmite el campo electromagnético ha sido el Rogers RO4003C con una permitividad eléctrica relativa de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0027 a 10 GHz. Debido a las distintas topologías de los cuatro filtros, estos valores adquieren importancia en distintas zonas de los dispositivos. En concreto, para los filtros desarrollados en ESIW y ESICL, estos valores solo presentan importancia a la hora de diseñar las transiciones a línea *microstrip* puesto que en el resto de la estructura el campo electromagnético se propaga por el vacío.

En las Figuras 4.1, 4.2, 4.3 y 4.4 y Tablas 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 y 4.5 se muestra la visión en planta de la capa central de todos los filtros así como sus dimensiones finales después del proceso de optimización donde las zonas de color gris claro representan zonas con sustrato dieléctrico; las zonas blancas, espacios vacíos; las líneas oscuras, paredes metalizadas; y las círculos negros, vías metalizadas.

Filtro	Altura (mm)	Ancho (mm)	Longitud total (mm)
SIW	1	25	90
ESIW	3	40	140
ADSIW	3	25	113
ESICL	4	20	116

Tabla 4.1: Dimensiones de conjunto de todos los filtros.

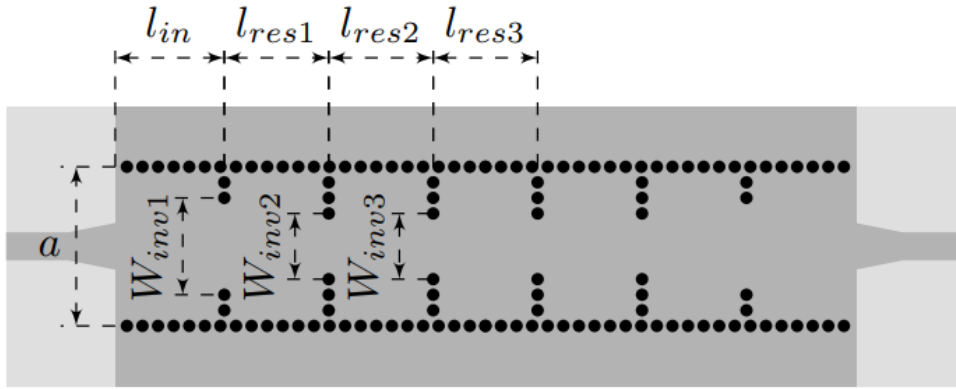


Figura 4.1: Vista en planta del filtro desarrollado en tecnología SIW.

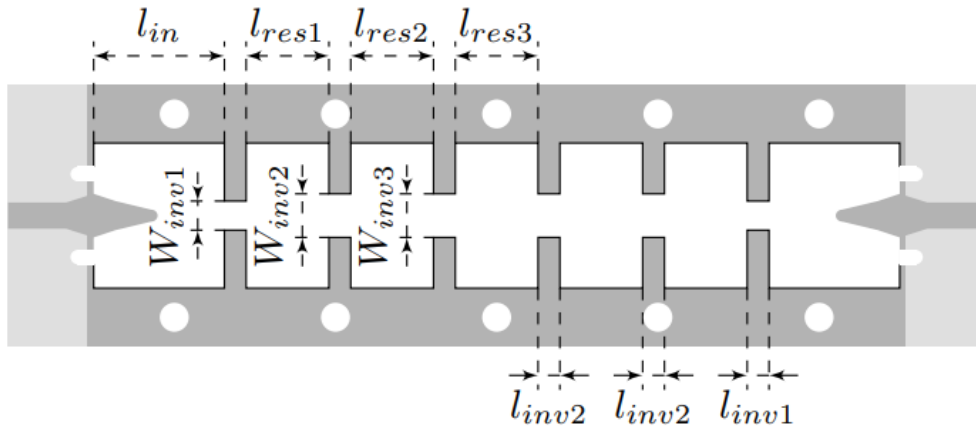


Figura 4.2: Vista en planta de la capa central del filtro desarrollado en tecnología ESIW.

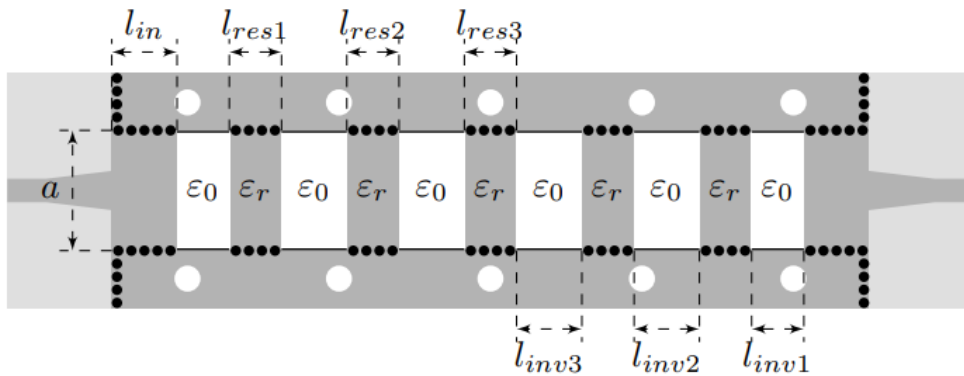


Figura 4.3: Vista en planta de la capa central del filtro desarrollado en tecnología ADSIW.

4.2. Tecnologías de fabricación

Una vez, se establece el dimensionamiento óptimo de los cuatro dispositivos es necesario generar archivos, en este caso en formato *gerber* a partir de los cuales las distintas tecnologías de fabricación empleadas puedan realizar el conjunto de cortes, agujereados y borrados definidos en estos archivos. Estos archivos tipo *gerber* ya se encontraban diseñados y solo ha sido necesario realizar ligeras variaciones que permitieran el correcto acoplo mecánico de los filtros para cada una de los pruebas, manteniéndose, en cualquier caso, todas las dimensiones correspondientes a las transiciones, cavidades resonantes y secciones inversoras.

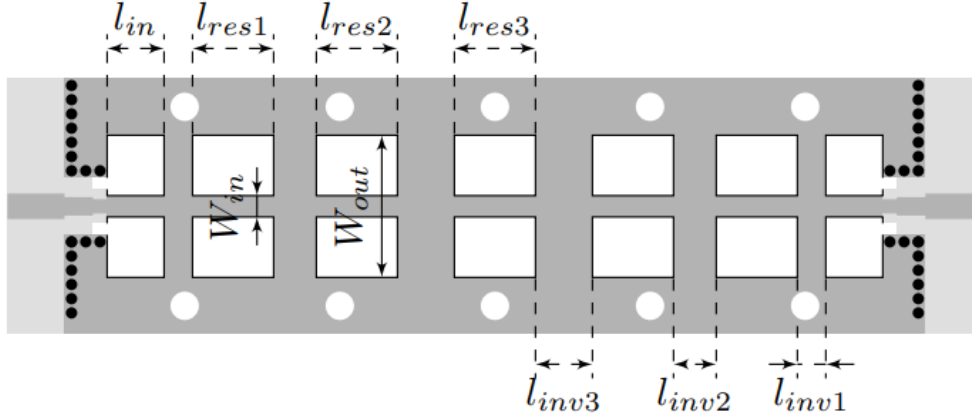


Figura 4.4: Vista en planta de la capa central del filtro desarollado en tecnología ESICL.

W_{inv1}	4.978	l_{res1}	8.076
W_{inv2}	3.363	l_{res2}	8.898
W_{inv3}	3.061	l_{res3}	8.933
l_{in}	10	a	8.931
p	1	l_{res1}	0.7

Tabla 4.2: Dimensiones en milímetros del filtro en SIW con respecto a las cotas de la Figura 4.1.

En cuanto a las tecnologías de fabricación, a continuación se enumeran las que más importancia han tenido en todo el proceso:

- **Fresadora mecánica:** la fresadora LPKF ProtoMat S103 es una herramienta que se compone de un cabezal giratorio al que se le pueden acoplar distintas brocas de precisión capaces de realizar cortes, vías y borrados de cobre pudiendo llegar a conseguir una resolución máxima de 0.5 mm para procesos de corte. Esta fresadora ha sido utilizada para las operaciones de agujereado de vías (metalizadas o no) y aquellos cortes exteriores por cuyas paredes no fuera a propagarse campo eléctrico.
- **Fresadora láser:** la fresadora láser LPKF ProtoLaser U3 ha sido la utilizada en aquellos cortes y borrados que han requerido una mayor precisión como son los correspondientes a las transiciones de los filtros, así como a los cortes internos de los inversores y cavidades resonantes. Esta herramienta, basada en la emisión estimulada de luz a 355 nm permite resoluciones de hasta $20\mu m$.
- **Metalizadora:** la metalizadora galvánica MiniContact RS de LPKF ha sido la empleada a la hora de metalizar aquellas superficies en las cuales los campos han de encontrar metal para sustentarse. El proceso de metalizado dura dos horas y consta

W_{inv1}	8.969	l_{res1}	13.584
W_{inv2}	6.053	l_{res2}	15.286
W_{inv3}	5.488	l_{res3}	15.476
l_{inv1}	2	l_{in}	15
l_{inv2}	2	l_{inv3}	2

Tabla 4.3: Dimensiones en milímetros del filtro en ESIW con respecto a las cotas de la Figura 4.2.

l_{res1}	3.181	l_{inv1}	4.877
l_{res2}	3.104	l_{inv2}	10.654
l_{res3}	3.099	l_{inv3}	12.059
a	8.3851	l_{in}	10
d	0.7	p	1

Tabla 4.4: Dimensiones en milímetros del filtro en ADSIW con respecto a las cotas de la Figura 4.3.

l_{res1}	9.189	l_{inv1}	1.316
l_{res2}	9.317	l_{inv2}	5.203
l_{res3}	9.319	l_{inv3}	6.025
W_{in}	1.808	l_{in}	10
W_{out}	6		

Tabla 4.5: Dimensiones en milímetros del filtro en ESICL con respecto a las cotas de la Figura 4.4.

de 4 cubetas que aplican baños químicos a las PCB en un orden preciso permitiendo una metalización de un grosor de $35\mu m$ de cobre.

- **Horno de soldadura:** horno de reflujo modelo ProtoFlow S de LPKF utilizado para soldar las capas de los filtros ESIW, ADSIW y ESICL. Este horno alcanza una temperatura máxima de $320\text{ }^{\circ}\text{C}$.

4.3. Proceso de fabricación

En cuanto al orden de las fases que constituyen el proceso de fabricación completo estas pueden encontrarse a continuación de forma resumida [33]:

1. Se diseñan y exportan los archivos *gerber* mediante CST, con el fin de crear los perfiles que habrán de seguir las fresadoras en los procesos de corte y borrado.
2. Se importan los archivos *gerber* en los respectivos softwares de control de las dos fresadoras indicando si la operación a que hace referencia el archivo se realizará en la cara *top* o *bottom* de la PCB.
3. Una vez importados los archivos, los perfiles que estos contienen se replican tantas veces como dispositivos se quiera fabricar con el fin de contar con capas de sobra en caso de que alguna de ellas salga defectuosa.
4. Se definen los agujeros fiduciales y se realizan con la fresadora mecánica. Estos agujeros los usan internamente la fresadora para posicionarse con precisión en la PCB.
5. Con la fresadora mecánica se realiza el agujereado de todas aquellas vías que habrán de estar metalizadas. En concreto, esas vías cumplen los siguientes cometidos en los filtros del presente proyecto: perfilar las paredes eléctricas equivalentes de las cavidades e íris del filtro SIW, así como de las secciones rellenas de dieléctrico en el filtro ADSIW y, por otro lado, evitar las radiaciones de campo en la última fase de la transición de microstrip a ESICL en este filtro.
6. Se realizan todos aquellos cortes cuyas paredes verticales hayan de ir metalizadas. En función de la resolución requerida se emplea la fresadora mecánica o la fresadora

láser. En concreto, estos cortes se encuentran en el filtro ESIW definiendo las paredes verticales de todo el filtro, en el filtro ADSIW definiendo las paredes verticales de la secciones sin dieléctrico y en las capas 2, 3 y 4 del filtro ESICL donde perfilan las paredes conductoras del activo y la tierra eléctrica.

7. Metalización de todas las PCBs de los filtros.
8. Realización de borrados de cobre para definir las líneas *microstrip* de la transición.
9. Realización de aquellos cortes cuyas paredes resultantes no hayan de estar metalizadas. Estos cortes son necesarios para el último tramo de la transición de *microstrip* a ESICL y ESIW, así como para la eliminación de cobre en las paredes verticales que delimitan las secciones con dieléctrico de las secciones vacías en el filtro ADSIW.
10. Se perforan aquellas vías que no hayan de ir metalizadas, es decir, aquellas que se usarán ya sea para ensamblar las distintas capas como para el acoplo de conectores.
11. Se realiza un último corte para soltar las distintas capas de la PCB madre.
12. Se pone pasta de soldadura entre las distintas capas, se ajustan con tornillos y se introducen en el horno de soldadura.
13. Finalmente se sueldan los conectores SMA a los puertos de entrada de todos los filtros.

En las Figuras 4.5, 4.6, 4.7 y 4.8 se muestra una comparativa entre los resultados arrojados por las simulaciones y la respuesta real de los dispositivos fabricados, donde se contrastan los parámetros de dispersión de reflexión y transmisión de cada uno de los dispositivos. Es necesario destacar que, debido a la numerosa cantidad de pruebas y adaptaciones que ha habido a lo largo del proyecto, no hubo una sola tanda de filtros fabricados y que los resultados que se muestran en las Figuras antes mencionadas corresponden a una de esas tandas y se exponen con el fin de aportar una idea sobre los resultados del proceso de fabricación.

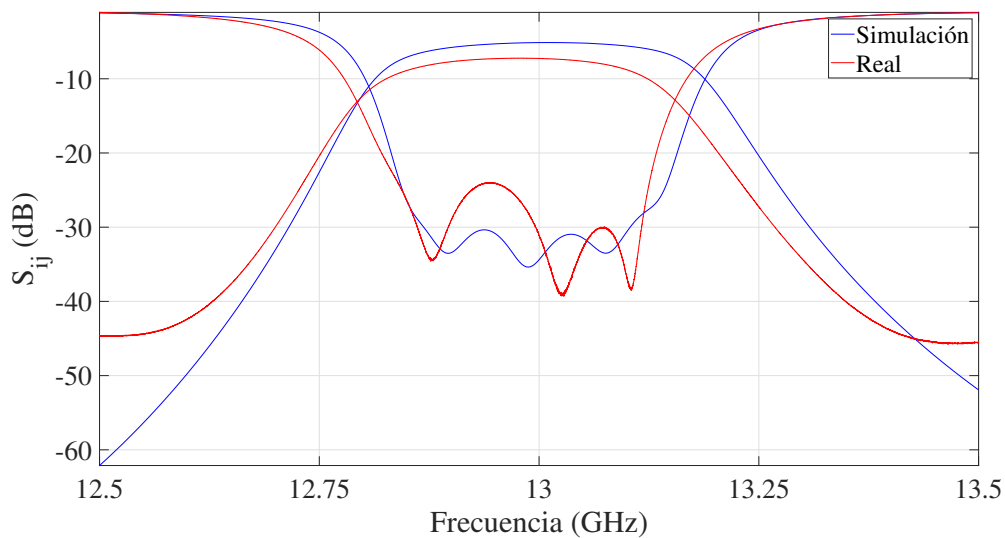


Figura 4.5: Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en SIW.

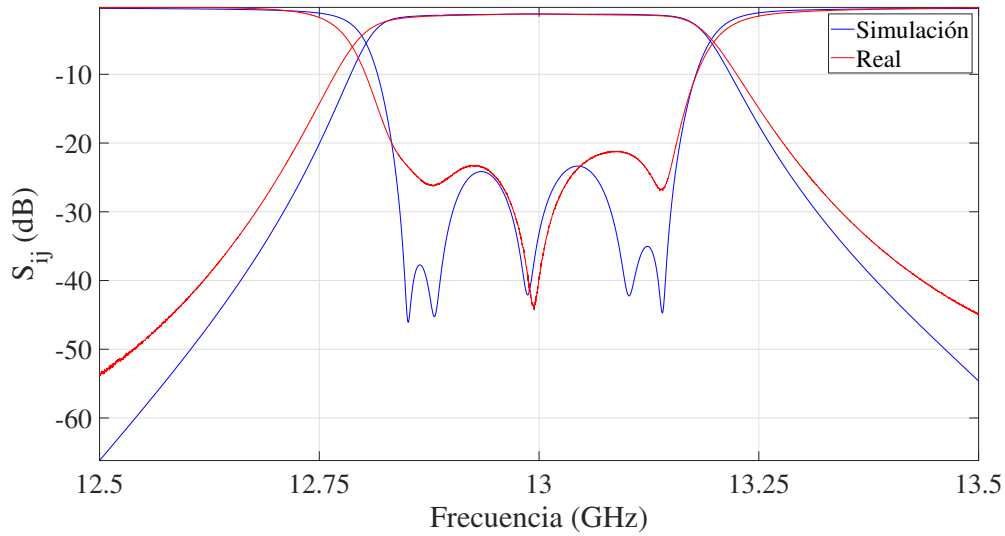


Figura 4.6: Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ESIW.

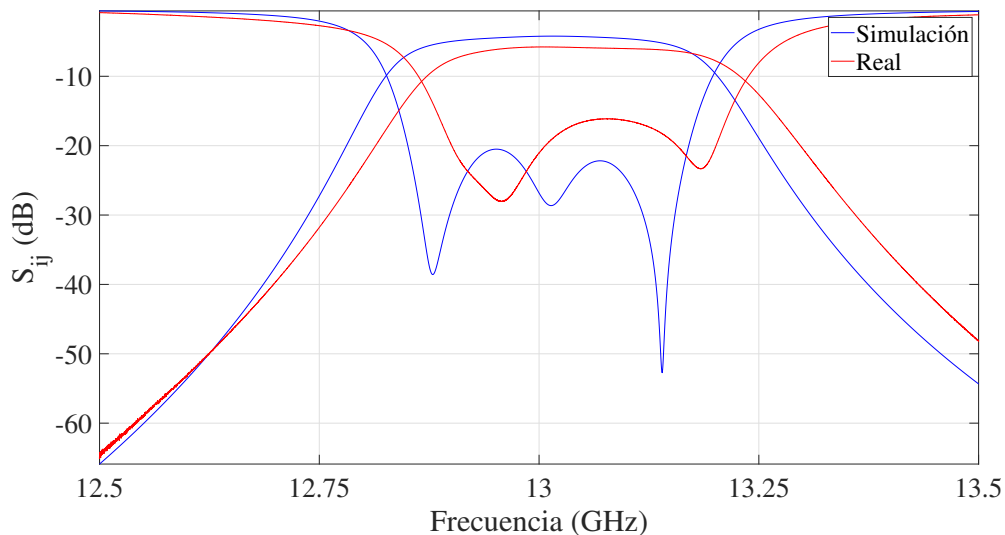


Figura 4.7: Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ADSIW.

4.4. Dispositivos fabricados

Para concluir este capítulo, se pueden encontrar, a continuación, un conjunto de imágenes tomadas a los filtros después de pasar por el conjunto de fases del proceso de fabricación descrito anteriormente.

En la Figura 4.9, 4.10 y 4.11 se puede observar, desde distintas perspectivas y con distintos grados de detalle, el resultado final de la fabricación de la capa central de los filtros ESIW, ADSIW y ESICL respectivamente. Mención especial cabe realizar al filtro ESICL pues, como se ha comentado a lo largo de la memoria, su realización en 5 capas hace que no solo la capa central, sino el resto de ellas, presente una gran importancia a la hora de diseñar el filtro. Por ello, en la Figura 4.11 (b) también puede observarse una visión en planta de la capa 2 del filtro fabricado en ESICL.

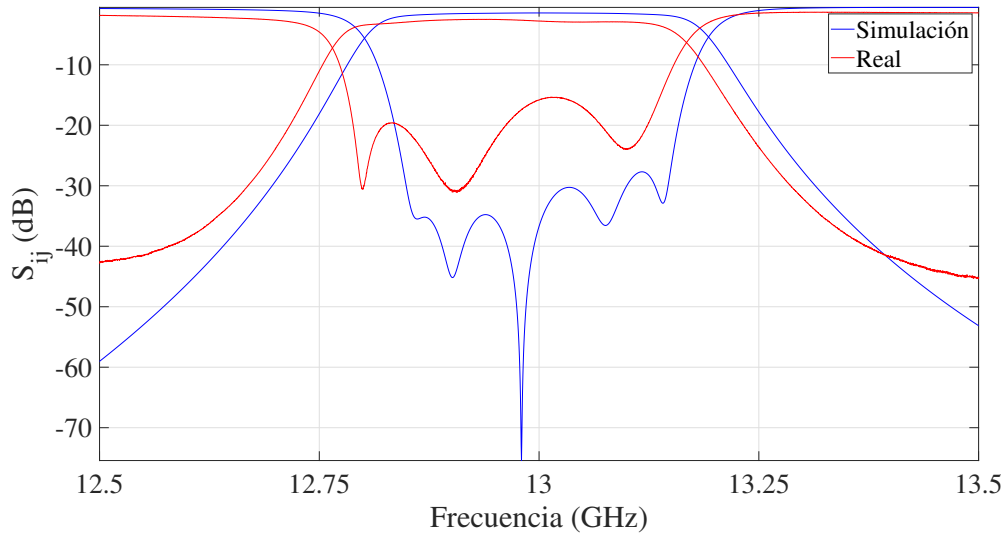


Figura 4.8: Comparativa entre los parámetros de dispersión S_{11} y S_{21} para las simulaciones, así como para los resultados extraídos de la medida del filtro fabricado en ESICL.

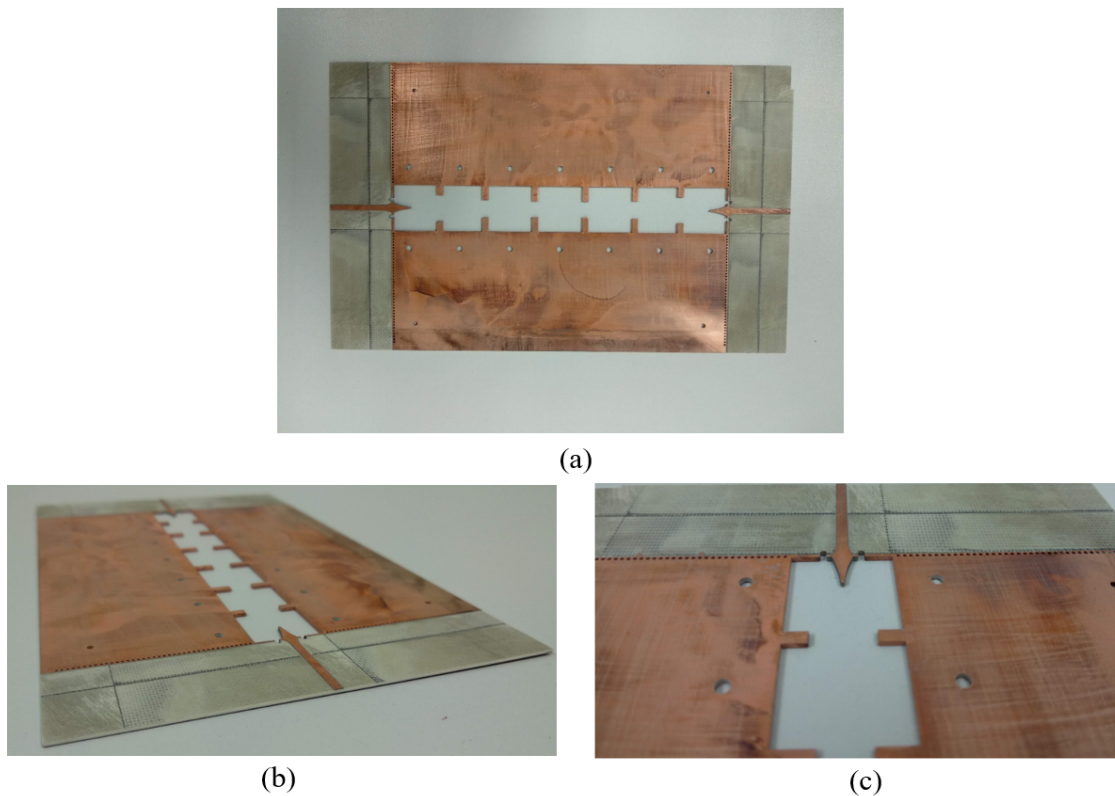


Figura 4.9: (a) Vista en planta de la capa central del filtro fabricado en tecnología ESIW. (b) Vista en perspectiva del filtro ESIW. (c) Detalle de la transición entre línea *microstrip* y guía de onda vacía.

Por otro lado, en la Figura 4.12, se encuentra el conjunto de filtros fabricados y completamente ensamblados. En el caso de la Figura 4.12 (c), los filtros ESICL y ESIW se encuentran ya ensamblados a las estructuras de aluminio que permitirán la transferencia de calor en las pruebas de temperatura en condiciones de vacío.

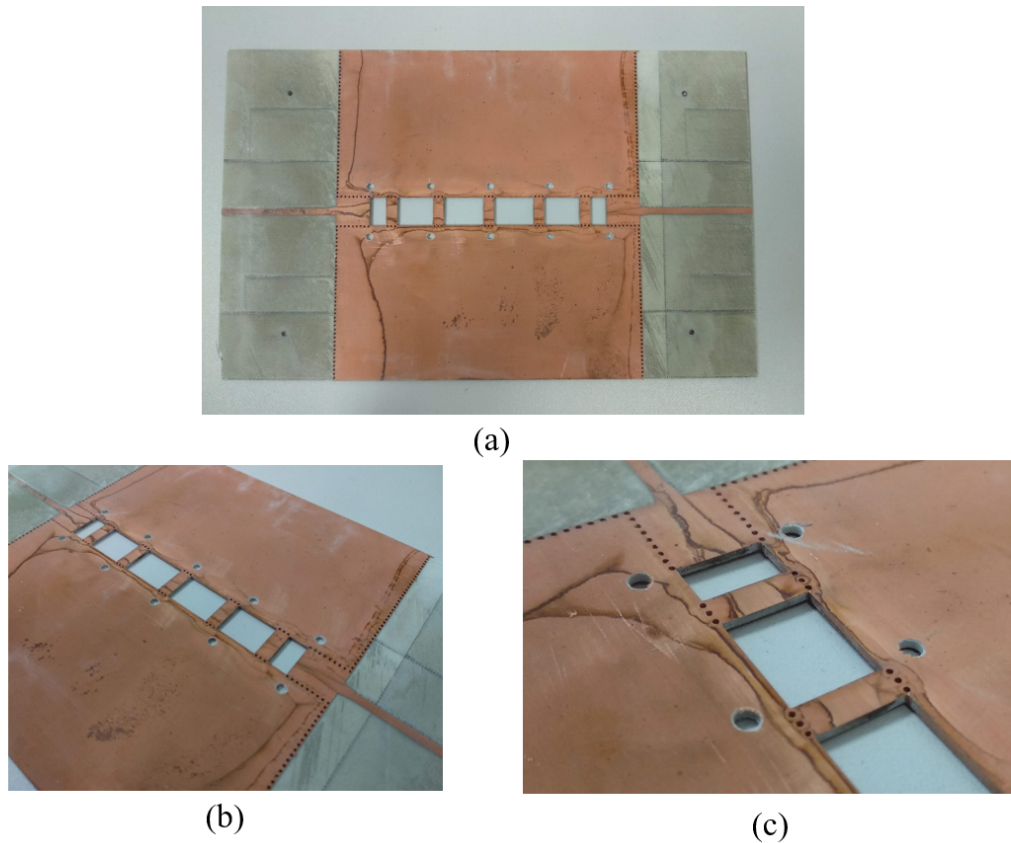
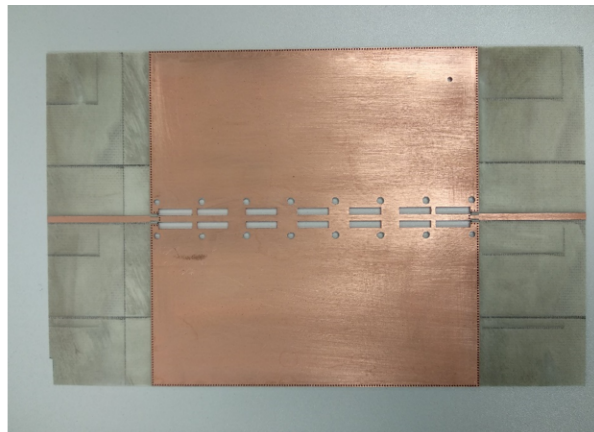
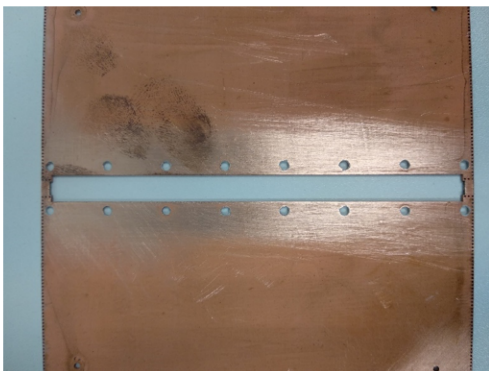


Figura 4.10: (a) Vista en planta de la capa central del filtro fabricado en tecnología ADSIW. (b) Vista en perspectiva del filtro ADSIW. (c) Detalle de la transición entre línea *microstrip* y guía de onda rellena de dieléctrico.

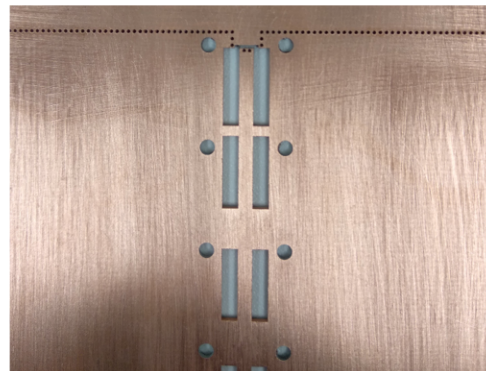
Por último cabe destacar la diferencia en el tamaño que se observa en los filtros mostrados en las Figuras 4.9, 4.10 y 4.11 en contraposición a los mostrados en la Figura 4.12. Esta diferencia en el área que ocupan las capas es debida a la adaptabilidad necesaria de los filtros a las herramientas de medida de las distintas pruebas. En este caso, las medidas de efecto multipactor requieren las grandes dimensiones que se observan en las tres primeras figuras mientras que las medidas en cámara térmica no, y un dimensionamiento estándar es suficiente para poder ensamblar los filtros a las estructuras de aluminio. Este aspecto pone de manifiesto la complejidad y esfuerzo puesto en el proceso de fabricación pues no solo ha habido que fabricar filtros en cuatro tecnologías de transmisión distintas sino que ha habido que realizar distintos diseños mecánicos de los mismos con el fin de adaptarlos a cada una de las pruebas llevadas a cabo.



(a)

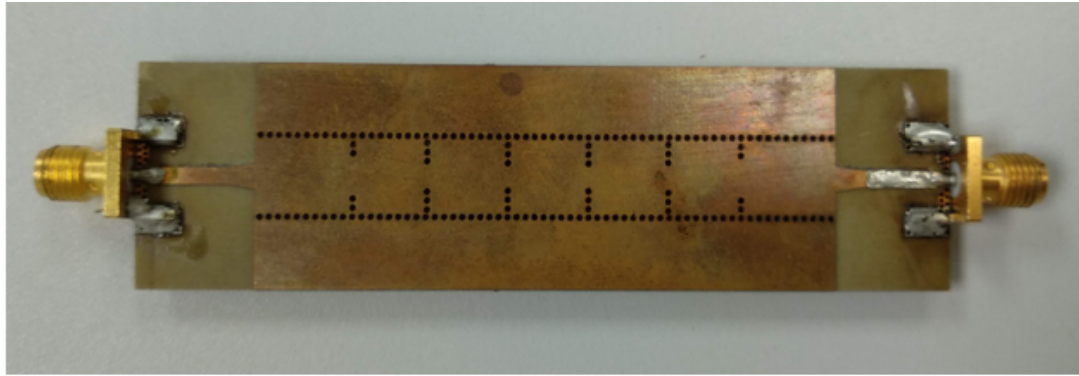


(b)



(c)

Figura 4.11: (a) Vista en planta de la capa 3 (cara *top*) del filtro fabricado en tecnología ESICL. (b) Vista en planta de la capa 2 del filtro ESICL. (c) Detalle de la cara *bottom* de la capa 3 del filtro ESICL.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.12: (a) Vista en plan del filtro fabricado en tecnología SIW con sus conectores soldados. (b) Vista en planta del filtro fabricado en tecnología ADSIW. (c) Vista en planta de los filtros ESICL y ESIW fabricados y ensamblados a las estructuras de aluminio diseñadas exclusivamente para el la prueba de temperatura en condiciones de vacío.

Capítulo 5

Pruebas, medidas y resultados

Tras presentar los fundamentos teóricos, las tecnologías y los dispositivos asociados al presente proyecto, en este capítulo se expone el diseño experimental asociado a cada una de las pruebas realizadas, así como los resultados extraídos tanto de los procesos de simulación como de las pruebas realizadas a los dispositivos reales. Además, se presenta la normas ECSS de la ESA que definen las pruebas a realizar y sus respectivos criterios de aceptación de forma que el funcionamiento y los límites de uso de los dispositivos puedan ser validados bajo los mismos criterios que se usan en cualquier dispositivo que tenga que ir embarcado en misiones espaciales.

5.1. Efecto multipactor

Como ya se expuso en el estudio teórico, la descarga de electrones provocada por el efecto multipactor limita la amplitud de campo eléctrico con la que puede excitarse un dispositivo y, por ende, el máximo manejo de potencia del mismo. De este modo, se define una amplitud de campo eléctrico umbral, es decir, aquella amplitud a partir de la cual se produce el fenómeno, la cual limita la máxima potencia de entrada del filtro de microondas y, en consecuencia, en función de las pérdidas del dispositivo, la potencia máxima de salida.

5.1.1. Especificaciones de la norma ECSS

La norma ECSS-E-20-01A Rev.1 del 1 de marzo de 2013 especifica los requerimientos y recomendaciones de la Agencia Espacial Europea a la hora de diseñar y testear el efecto multipactor en componentes de RF. Para ello, este documento define distintas rutas de verificación en función de la naturaleza de los tests realizados. En este sentido se definen: análisis de diseño, donde el análisis se lleva a cabo mediante software de simulación del efecto a partir de datos de distribución de campo, análisis de *SEY* y el estudio de las regiones críticas del dispositivo; *qualification tests*; *batch tests*, donde el testeo se hace a nivel de lote de dispositivos; y *acceptance tests*, en los cuales se realiza un testeo individualizado a cada dispositivo. Como es lógico, en función de la ruta de verificación que se tome, los márgenes de confianza variarán como se muestra en la Tabla 5.1 donde cabe destacar que la norma define tres tipos de componentes de RF a estudiar: componentes de tipo 1, en los cuales las estructuras que soportan el campo electromagnético son completamente metálicas (*SEY* conocido); de tipo 2, cuyas estructuras pueden contener materiales dieléctricos o de otro tipo bien caracterizados a nivel de multipactor; y de tipo 3, para el resto de estructuras que no puedan asociarse a los dos tipos anteriores. Puesto que el estudio de multipactor de los filtros se ha realizado en base al modelo de placas paralelas y solo en las regiones vacías, se puede afirmar que el conjunto de filtros puede englobarse en las dispositivos catalogados como tipo 1. Por otro lado, la ruta de verificación empleada

en esta prueba ha sido la correspondiente a análisis por simulación por lo que el margen a aplicar será de 8 dB.

Ruta de verificación	Margen (dB)		
	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
Análisis	8	10	12
Qualification test	6	6	10
Batch acceptance test	4	4	6
Unit acceptance test	3	3	4

Tabla 5.1: Márgenes aplicables a los distintos tipos de dispositivos bajo test en función de la ruta de verificación seleccionada.

En cuanto a las rutas de verificación basadas en testeos de dispositivos reales, la norma define recomendaciones tanto para escenarios de una única portadora como para escenarios de multiportadora, así como especifica qué condiciones han de cumplirse en el proceso de testeo en cuanto a: limpieza, temperatura, frecuencias de análisis, duración de los pulsos y fuentes de *Electron Seeding*. Por otra parte, los métodos de detección de multipactor, así como los procedimientos de cada test se encuentran, también, bien definidos.

Por último y, en contraposición al resto de pruebas realizadas, la norma ECSS para la caracterización del efecto multipactor no define unas potencias específicas de estudio. Al contrario, en base al manejo de potencia del sistema de RF del que formará parte el dispositivo a testear, el aprobado del test consiste en la ausencia de multipactor (dentro de los márgenes definidos) a lo largo de las frecuencias y potencias de trabajo del dispositivo.

5.1.2. Simulaciones

A continuación se va a proceder a presentar las herramientas de software utilizadas para el estudio de multipactor, así como el proceso de análisis de datos llevado a cabo con el software *Matlab* a partir del cual se ha integrado toda la información extraída.

Simulaciones con CST

El software de simulación utilizado para el estudio del campo eléctrico en el interior de los filtros de microondas ha sido CST. CST ha sido la herramienta de CAD con la que se han diseñado y optimizado todos los filtros de este trabajo y, puesto que la topología de todos ellos se encuentra totalmente modelada y este software presenta herramientas suficientes para el estudio y visualización de campos, no se ha visto necesidad alguna de cambiar de programa informático.



Figura 5.1: Distribución de campo eléctrico vertical en la sección transversal del modo TE_{10} para los filtros basados en tecnología SIW, ESIW y ADSIW.

En primer lugar CST permite definir monitores de campo eléctrico en todo el volumen del filtro donde se lleva a cabo la simulación, siendo estos valores de campo eléctrico exportables en un formato fácilmente procesable por un software de tratamiento de datos como *Matlab*. No obstante, es necesario definir las zonas donde se desea monitorizar el campo eléctrico que, en el caso del efecto multipactor, serán aquellas regiones con mayor

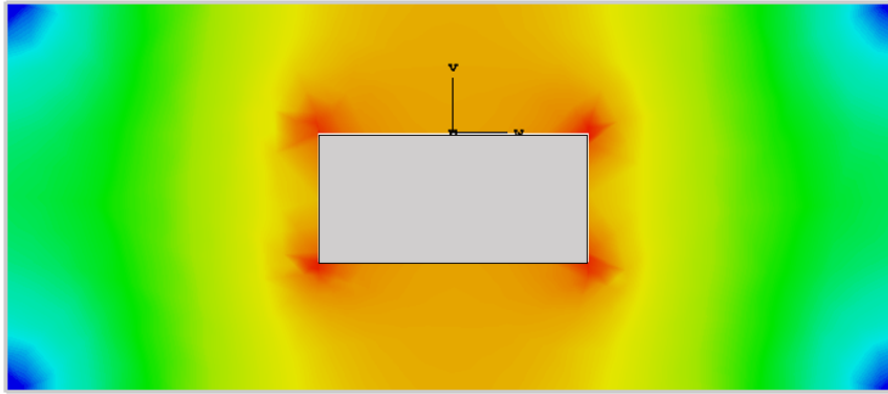


Figura 5.2: Distribución de campo eléctrico absoluto para el modo TEM en la sección transversal de una línea ESICL.

valor de campo eléctrico. Puesto que en la mayoría¹ de filtros el modo de transmisión es el modo TE_{10} y, al tratarse de topologías basadas en guía de onda, los máximos de campo eléctrico se localizarán en el eje longitudinal que une los dos puertos de los dispositivos pudiendo hallarse las mayores densidades de campo en el centro de las cavidades resonantes como puede observarse en la Figura 5.1. De este modo, en CST se define una línea que une los dos puertos de entrada a través del punto de máximo campo eléctrico y es ahí donde los monitores de campo evaluarán el campo eléctrico. Una vez evaluado el campo, este se puede exportar como un fichero de texto donde se encuentran relacionados los valores máximos de campo eléctrico con los puntos de la línea donde se han evaluado. Cabe destacar que el rango de frecuencias de estudio va desde los 12,7 GHz a los 13,3 GHz y que se han definido 101 monitores de campo equiespaciados 6 MHz en frecuencia cada uno para cubrir el ancho de banda de estudio de forma completa y con una resolución suficiente.

Por otro lado, con el fin de calcular la potencia máxima de salida, es necesario exportar también los parámetros de dispersión del filtro en cuestión para tener en cuenta el efecto de reflexiones y pérdidas a lo largo del dispositivo.

Simulaciones con Multipactor Calculator

Una vez extraídos los campos eléctricos en cada uno de los filtros es necesario obtener el valor umbral de potencial eléctrico a partir del cual se produce el efecto multipactor para una estructura concreta. El software utilizado para ello ha sido el *Multipactor Calculator* de la ESA y lo que este software permite es, a partir de la definición de un escenario de RF concreto, extraer, mediante las previamente comentadas gráficas de Hatch y Williams, los valores de voltaje umbral de multipactor.

En la Figura 5.3 se muestra la interfaz del software Multipactor Calculator donde cabe comentar los siguientes aspectos para los *inputs* destacados en la Figura:

1. **Carrier case:** puede seleccionarse tanto *single* como *multicarrier* siendo el primer caso el que atañe a este estudio.
2. **Frequency (GHz):** la frecuencia para la que se calcula el potencial eléctrico umbral a partir de las gráficas de Hatch y Williams que el software utiliza. Para todos los

¹No en el caso del filtro en tecnología ESICL donde el modo de transmisión es el TEM (ver Figura 5.2). No obstante, debido a la topología de esta línea, los máximos de campo eléctrico se encontrarán en las mismas zonas que en el resto de filtros. El proceso específico de estudio del campo eléctrico para el filtro en ESICL se muestra en una subsección posterior.

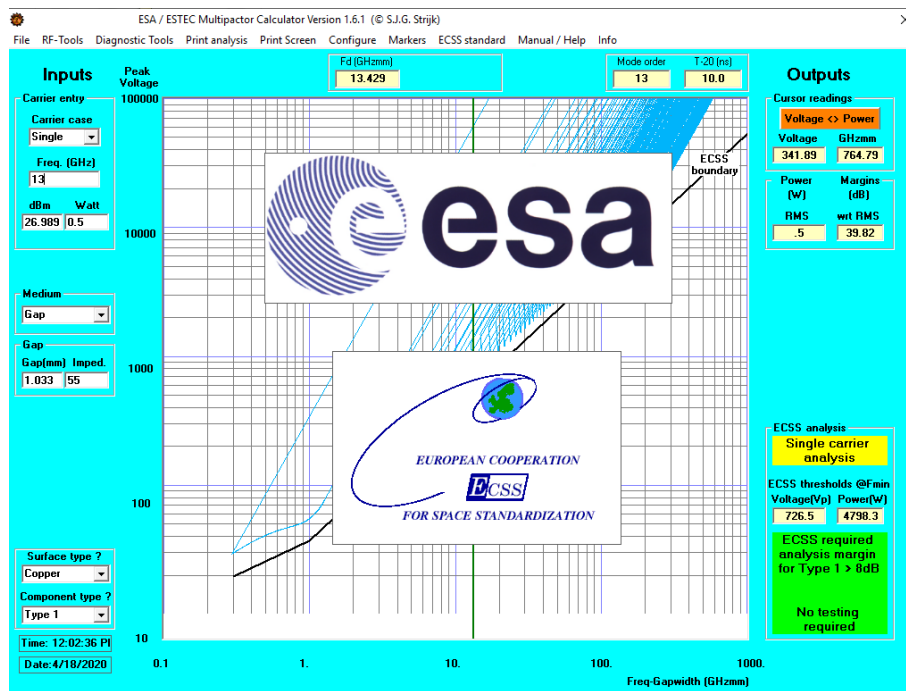


Figura 5.3: Interfaz de la herramienta software *Multipactor Calculator* para el cálculo de voltajes umbrales en estructuras que cumplen los requisitos topológicos del modelo de placas paralelas.

filtros se hará un barrido de 101 puntos entre 12,7 GHz y 13,3 GHz obteniendo 101 valores de potencial eléctrico umbral.

3. **Potencia de entrada:** sirve para obtener la potencia de salida correspondiente; no obstante no es un valor que modifique el potencial umbral por lo que se deja en 0.5 W por uniformidad con los valores que usa CST que por defecto inyecta una señal de 0.5 W en los puertos de entrada.
4. **Medium:** indica el medio o topología donde se va a evaluar el efecto multipactor. Este valor de entrada ofrece posibilidades que van desde líneas *microstrip* a diferentes coaxiales tanto cuadrados como circulares. No obstante, se ha escogido el medio *Gap*, es decir, el correspondiente al modelo de placas paralelas por su simplicidad y por sintetizar el fenómeno de multipactor que se daría en la parte central de las cavidades de los filtros de este proyecto.
5. **Gap:** distancia en mm que hay entre las placas paralelas. Para los filtros basados en topologías de guía de onda, este valor corresponderá a la distancia entre las capas superior e inferior. Sin embargo, para el filtro ESICL el valor del *Gap* será el correspondiente a la distancia entre el conductor activo y el conductor de la tierra eléctrica que tenga enfrente. Por otro lado, la impedancia del *gap* no es un valor al que haya que prestar especial atención pues no tiene ningún impacto en los potenciales extraídos.
6. **Surface Type:** material conductor del filtro que en todos los casos resulta ser cobre.
7. **Component Type:** tipo de componente entre los tres que la norma ECSS define. Puesto que estos filtros serían componentes de tipo 1, este valor se ha dejado así; no obstante, no tiene ningún impacto en los cálculos de voltaje que el software realiza.

8. **Threshold Voltage:** potencial umbral a partir del cual se produce el efecto multipactor dados los parametros de entrada introducidos. Este es el único dato de salida que interesa a este proyecto y el software lo calcula evaluando las gráficas de Hatch y Williams a partir de los valores de portadora, frecuencia, distancia del *gap* y tipo de conductor.

De este modo, 101 valores (para el rango de frecuencias de 12,7 a 13,3 GHz) de potencial eléctrico umbral serán extraídos y procesados en *Matlab*.

Análisis de los datos

Como ya se ha comentado, una vez extraídos todos los datos, el procesado de los mismos se ha hecho mediante el software *Matlab*. El objetivo de este procesado es la obtención de los valores máximos de potencia de entrada al filtro, así como sus consecuentes valores máximos de potencia de salida.

El voltaje en la entrada del filtro, así con la potencia de entrada de la onda electromagnética de avance se definen como sigue:

$$V_{in} = (1 + S_{11})V^+, \quad (5.1)$$

$$P_{in}^+ = \frac{|V^+|^2}{2Z_o}, \quad (5.2)$$

donde V^+ representa la diferencia de potencial de la onda de avance en la zona de máximo campo eléctrico del filtro y Z_o la impedancia característica de la línea de transmisión². Por otro lado, en procesos de análisis de multipactor resulta útil la definición del llamado *Voltage Magnification Factor* que se define la siguiente forma:

$$V_{MF} = \frac{V_{MAX}}{V_{in}}, \quad (5.3)$$

donde V_{MAX} representa el máximo valor de potencial eléctrico a lo largo de toda la estructura del filtro. Cabe destacar que este valor expresa la capacidad que tiene cada filtro en una determinada frecuencia de concentrar el campo eléctrico a lo largo de su topología por lo que a mayores valores de V_{MF} más facilidad tendrá el efecto multipactor para desencadenarse. De este modo, si se reorganiza (5.2) en base a (5.1) y (5.3) la potencia máxima de entrada en el filtro antes de que se produzca multipactor se define como:

$$P_{inMAX}^+ = \frac{|V_{MP}|^2}{2Z_o V_{MF}^2 (1 + S_{11})^2}, \quad (5.4)$$

donde, como se puede observar, la potencia máxima viene definida por V_{MP} el valor de potencial eléctrico a partir del cual se desencadena el multipactor. Por último, la máxima potencia de salida se expresa como sigue:

$$P_{outMAX}^+ = |S_{21}|^2 P_{inMAX}^+. \quad (5.5)$$

Como se puede observar, todos los parámetros necesarios para evaluar las ecuaciones (5.4) y (5.5) son extraídos de las simulaciones de CST y del *Multipactor Calculator*.

²En este caso, sería la impedancia característica de la línea ESICL. Para el cálculo de las potencias máximas en los filtros por los que se transmite el modo TE_{10} , sería la impedancia característica de ese modo la que habría que utilizar

Resultados obtenidos

A continuación se muestran los resultados extraídos del procesado de datos. En concreto, se va a exponer el siguiente conjunto de gráficas:

- **Amplitud de campo eléctrico a lo largo del filtro en el ancho de banda de estudio:** se mostrará la amplitud de campo eléctrico que los monitores de CST han evaluado a lo largo de la línea que atraviesa la zona de campo eléctrico máximo para cada una de las 101 frecuencias contenidas en el ancho de banda de estudio. Con este gráfico, se observa como varía la concentración de campo eléctrico a lo largo de las cavidades y como hay frecuencias que tienden a concentrar más las líneas de campo. En concreto se observa como en todos los filtros, los valores máximos de campo eléctrico se localizan en la segunda cavidad resonante para frecuencias separadas 200 MHz de la frecuencia central (alrededor de los 12,8 GHz y los 13,2 GHz) y como a la frecuencia central de 13 GHz el valor máximo de campo eléctrico se localiza en la cavidad resonante central. Es característico el caso del filtro en ADSIW en el cual se ve claramente como las secciones rellenas de dieléctrico (delimitadas en la gráfica entre dos líneas verticales) confinan y concentran mucho más el campo que las regiones vacías.
- **Voltaje máximo en función de la frecuencia:** se muestra para cada frecuencia el voltaje evaluado en el punto del filtro con mayor densidad de campo. Como ya se intuye en los mapas de campo eléctrico, es cerca de las frecuencias de 12,8 y 13,2 GHz donde se encontrarán los picos de potencial eléctrico mientras que en la frecuencia central, la densidad de campo eléctrico tiende a distribuirse de forma más uniforme entre todas las cavidades resonantes del filtro. Cabe destacar que para el filtro en ADSIW esta gráfica muestra el voltaje máximo por frecuencia que hay teniendo en cuentas las secciones rellenas de dieléctrico o solo las secciones vacías para que se pueda observar cómo la concentración de campo en las secciones con material dieléctrico favorecen voltajes menores en las secciones vacías que son las susceptibles de sufrir multipactor.
- **Campo eléctrico a lo largo del filtro para la frecuencia central:** se observa la distribución más equitativa de campo ya comentada anteriormente.
- **Campo eléctrico a lo largo del filtro para la frecuencia crítica:** se destaca la concentración de campo eléctrico en la segunda cavidad resonante para la frecuencia en la que se encuentra el máximo valor de potencial eléctrico.
- **Comparativa de potencias entre la entrada y la salida del filtro:** comparativa, para cada frecuencia, entre el manejo máximo de potencia a la entrada del filtro y el manejo máximo a su salida limitado por multipactor. A partir de estas gráficas se puede observar la potencia máxima que cada dispositivo podrá dar para las distintas componentes frecuenciales del espectro de una señal de entrada, así como la máxima potencia de salida correspondiente. Como se puede observar en las gráficas, la potencia máxima con la que se puede alimentar al filtro viene marcada en función de cómo la topología del mismo agrupa los campos electromagnéticos. De este modo, y como cabía esperar, las potencias de entrada vienen más limitadas en las regiones de frecuencia crítica de 12,8 y 13,2 GHz, siendo posible inyectar más potencia conforme la frecuencia de la señal de entrada se va acercando a los 13 GHz, frecuencia que, como ya se ha comentado previamente, permite una distribución del campo eléctrico más homogénea a lo largo del filtro. En cuanto a la potencia máxima de salida, esta viene marcada por dos factores: la potencia máxima a la entrada como factor directo y, sobre todo, las pérdidas de inserción, que permiten una mayor conversión

de la potencia de entrada conforme la frecuencia se va acercando a la banda central del filtro, ya que, como se puede observar, aunque el efecto multipactor limite mucho menos las potencias de entrada para las bandas frecuenciales laterales, las altas pérdidas de inserción, consecuencia del distanciamiento frecuencial con respecto a la frecuencia de trabajo, impiden el paso de la señal a través del filtro.

- **Visión en planta de la distribución de campo eléctrico en el filtro:** con fines descriptivos se muestra visualmente la densidad de campo eléctrico, no en la línea central, sino en todo el volumen del filtro para la frecuencia central de trabajo.

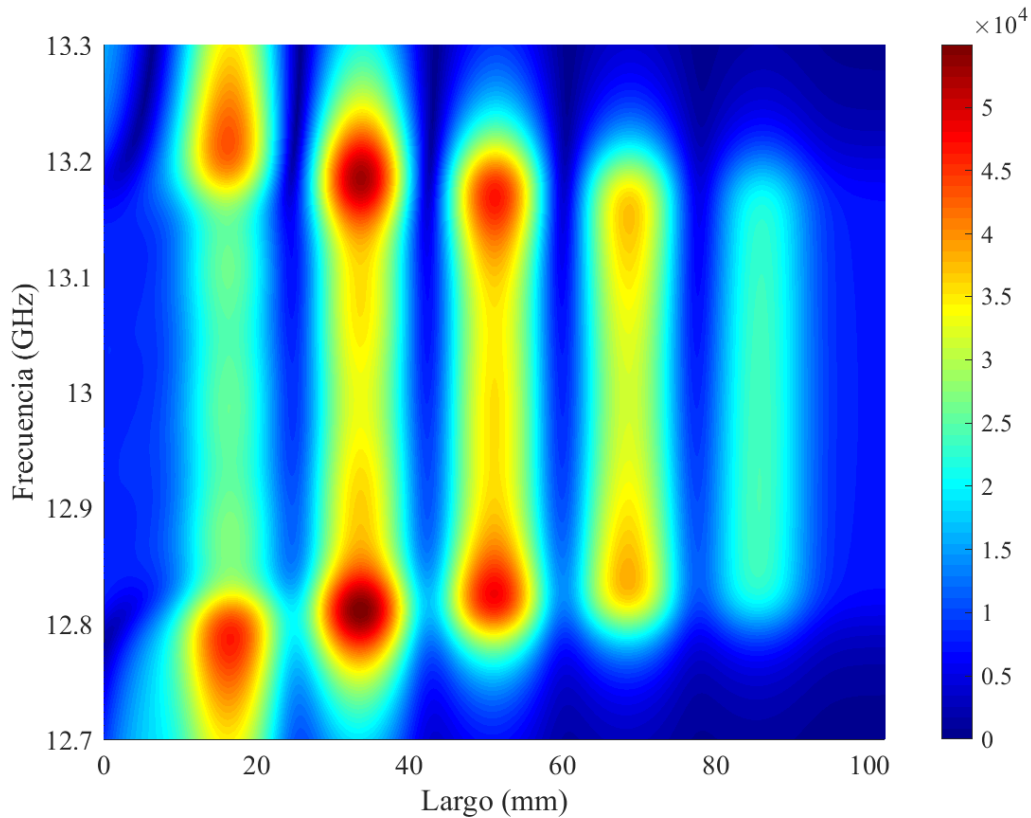


Figura 5.4: Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ESIW.

Estudio de multipactor en el filtro ESICL

Es necesario hacer una mención especial al proceso de estudio del efecto multipactor en el filtro en ESICL. Como ya se ha comentado, el cálculo del voltaje máximo en los filtros basados en guía de onda es sencillo debido a la disposición constante del campo eléctrico a lo largo del eje vertical del filtro. No obstante, el modo que se propaga por la línea ESICL es el modo TEM y, como se puede observar en la Figura 5.2, el campo eléctrico no es constante en el eje vertical y va decayendo conforme se aleja del activo y se acerca a la tierra eléctrica. Por todo esto, el cálculo de los voltajes a lo largo del filtro en ESICL ha tenido que realizarse integrando el campo eléctrico a lo largo de los puntos donde el filtro es más susceptible de sufrir multipactor. Como se observa en la Figura 5.2, esta zona se corresponde con la vertical que une el activo y la tierra eléctrica. Por otro lado, en la Figura 5.21 se muestra la distribución del campo eléctrico a lo largo de todo el

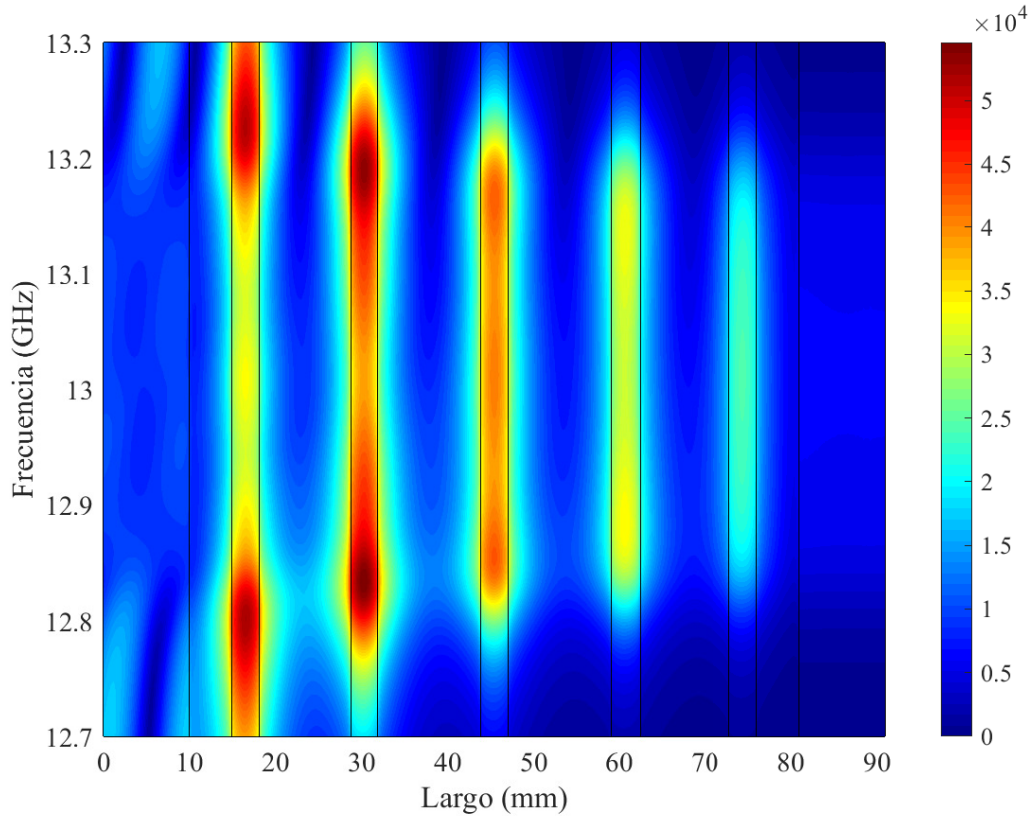


Figura 5.5: Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ADSIW.

filtro, donde se puede constatar, como era de esperar, que los máximos de campo se dan en el centro de las secciones resonantes. Por todo esto, el estudio de multipactor en ese filtro se ha centrado en las zonas centrales de cada sección resonante, en las cuales se ha definido un recta vertical en la cual se evaluará el campo eléctrico para, posteriormente, integrarlo a lo largo de la línea que une un activo y tierra, obteniendo así la diferencia de potencial necesaria para el cálculo de los máximos de potencia por multipactor.

Filtro	ESIW	ADSIW	ESICL
Frecuencia crítica (GHz)	12.81	12.83	12.82
Voltaje máximo (V)	56.77	45.41	60.12
Cavidad crítica	2 ^a	2 ^a	2 ^a
Potencia de entrada máxima (W)	50.89	64.46	173.71
Frecuencia de máxima potencia de entrada (GHz)	13.05	13.05	13.15
Potencia de salida máxima (W)	42.94	27.40	127.92
Frecuencia de máxima potencia de salida (GHz)	13.05	13.05	13.15

Tabla 5.2: Parámetros característicos de los filtros en referencia a su comportamiento bajo el efecto multipactor.

En la tabla 5.2 se muestra una comparativa de los datos más significativos extraídos del procesado de la información, donde se presenta la siguiente información:

- **Frecuencia crítica:** se ha denominado frecuencia crítica a la componente frecuencial del campo que sería más propensa a generar una desgarga de electrones. Esta frecuencia viene directamente definida por el valor de potencial eléctrico umbral de

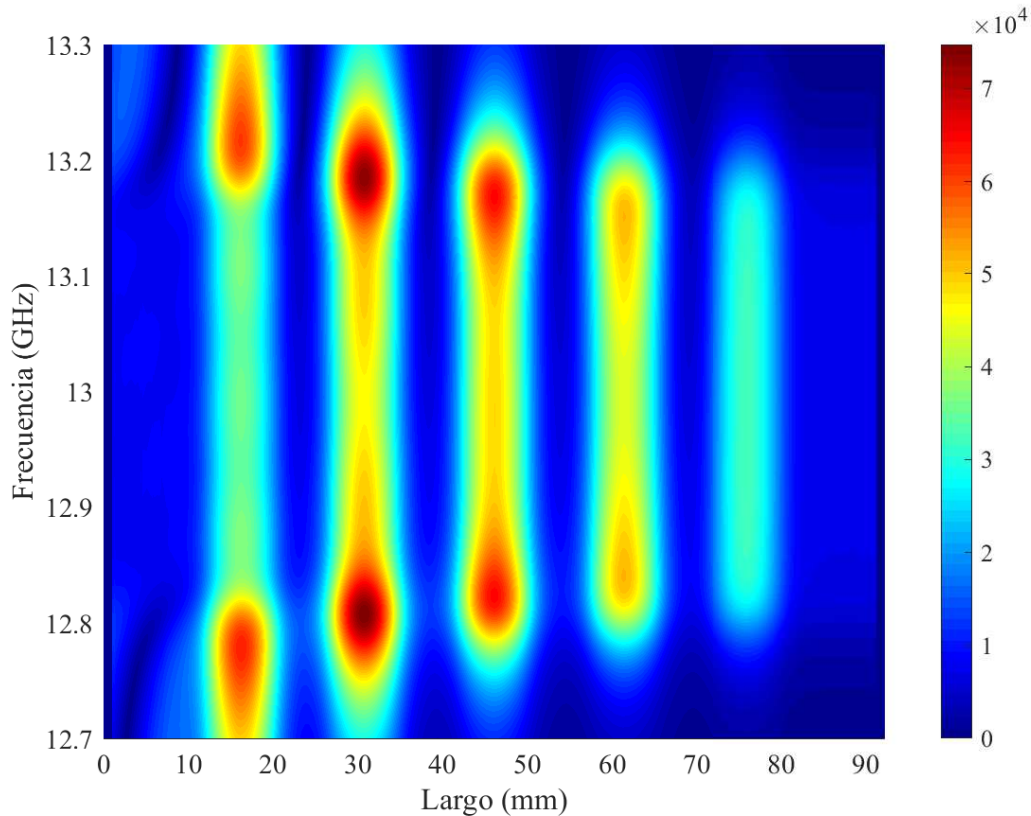


Figura 5.6: Campo eléctrico a lo largo de la línea central del filtro en función de la frecuencia para el filtro en ESICL.

multipactor para esa frecuencia y, en mayor medida, puesto que la variación del potencial eléctrico umbral varía con tendencias muy suaves, a la máxima diferencia de potencial que puede encontrarse a lo largo del filtro para el conjunto frecuencial bajo estudio y cuyos datos se encuentran en las Figuras 5.7, 5.8 y 5.9. Observando estas Figuras, es interesante destacar el parecido de las tres curvas de potencial eléctrico máximo a lo largo del filtro, donde se puede ver, como ya se comentó previamente, cómo el campo eléctrico tiende a concentrarse más fuertemente alrededor de los 12,8 GHz, siendo de 12,81 GHz, 12,83 GHz y 12,82 GHz para los filtros en ESIW, ADSIW y ESICL respectivamente.

- **Voltaje máximo:** fuertemente ligado con la frecuencia crítica, el voltaje máximo de cada filtro es el valor de potencial eléctrico a la frecuencia crítica y, por ende, el mayor valor de voltaje dentro del filtro para una alimentación dada. En este caso, el filtro en ESICL es el que mayor voltaje máximo presenta con un valor de 60,12 V mientras que el filtro en ADSIW presenta el menor de todos los voltajes máximos (45,41 V), resultado que cabía esperar, pues el diseño con secciones dieléctricas alternadas hace que el campo se concentre en las zonas con dieléctrico permitiendo menores voltajes en las zonas vacías que son las que presentan riesgo de multipactor. En cuanto al filtro en ESIW, este presenta un voltaje máximo de 56,77 V.
- **Cavidad crítica:** cavidad resonante donde se produce el máximo valor de potencial eléctrico para la frecuencia crítica. Fácilmente reconocible a partir de las Figuras 5.13, 5.14 y 5.15, se puede observar como la segunda cavidad es aquella que concentra el mayor valor de campo eléctrico para todos los filtros estudiados.

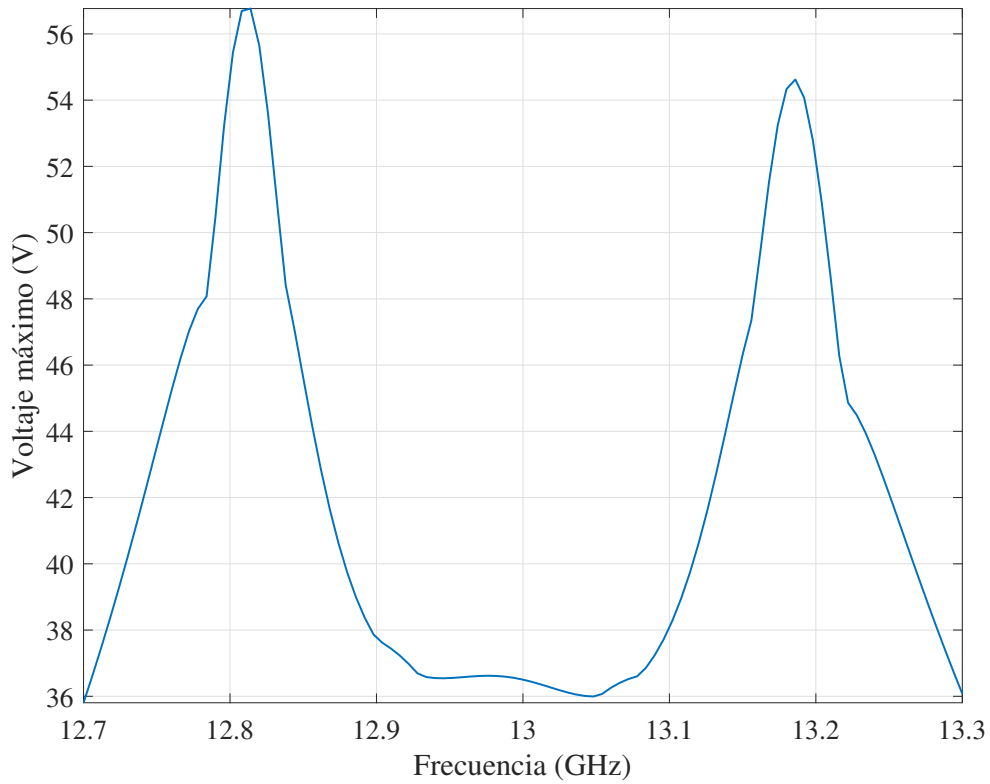


Figura 5.7: Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ESIW.

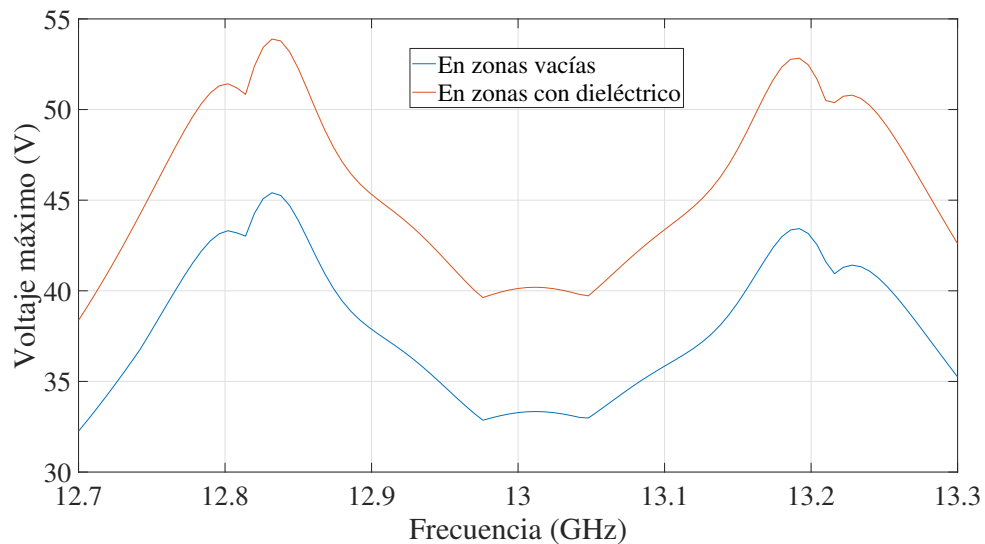


Figura 5.8: Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ADSIW teniendo en cuenta las secciones rellenas de dieléctrico y las secciones vacías.

- Potencia de entrada máxima:** este valor mide, a partir de los valores de voltaje umbral y de las diferencias de potencial eléctrico a lo largo de los filtros, la máxima potencia de entrada (ver Figuras 5.16, 5.17 y 5.18) que provocaría una descarga de

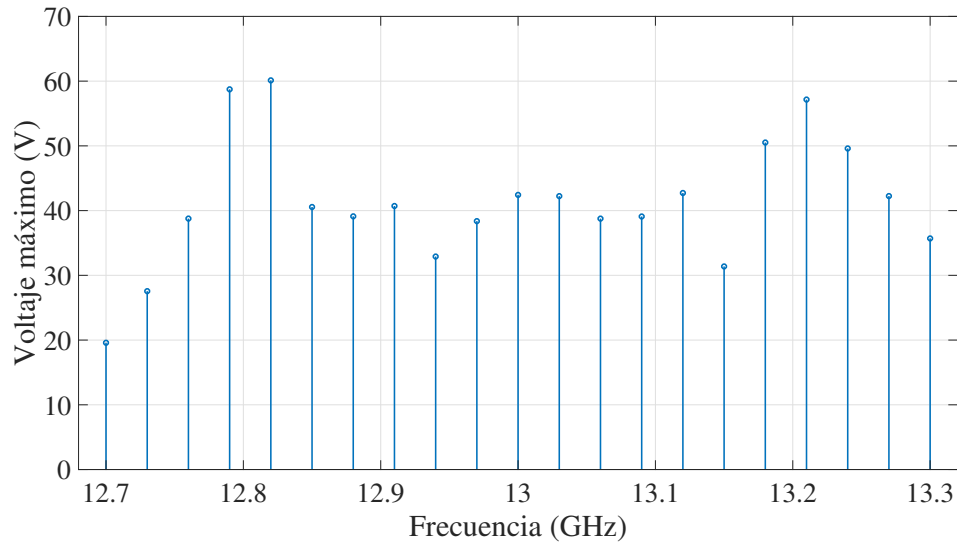


Figura 5.9: Diferencia de potencial eléctrico máximo en función de la frecuencia para el filtro en ESICL.

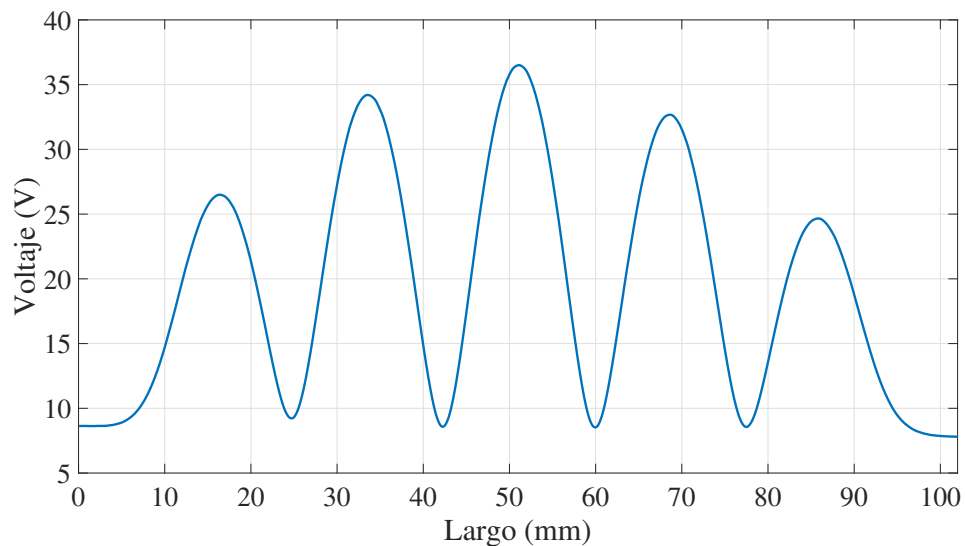


Figura 5.10: Diferencia de potencial eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ESIW.

electrones que, como es lógico, se produciría en la segunda cavidad del filtro y a la frecuencia crítica de cada uno de ellos. En este sentido, la potencia de entrada máxima más conservadora se da en el filtro en ESIW con un valor de 50,89 W, seguido del filtro en ADSIW con un valor de 64,46 W y, finalmente, por el filtro en ESICL, el cual presenta una potencia de entrada máxima de 173,71 W, demostrando así el alto manejo de potencia de este filtro en cuanto a efecto multipactor.

- Frecuencia de máxima potencia de entrada:** componente frecuencial que permite más densidad de potencia de entrada dentro del filtro, es decir, localización frecuencial de la potencia de entrada máxima. Como era de esperar, la distribución más homogénea del campo eléctrico para el entorno de la frecuencia de trabajo hace que esta pueda encontrarse en los 13,05 GHz para los filtros en ESIW y ADSIW y en 13,15 GHz para el filtro en ESICL.

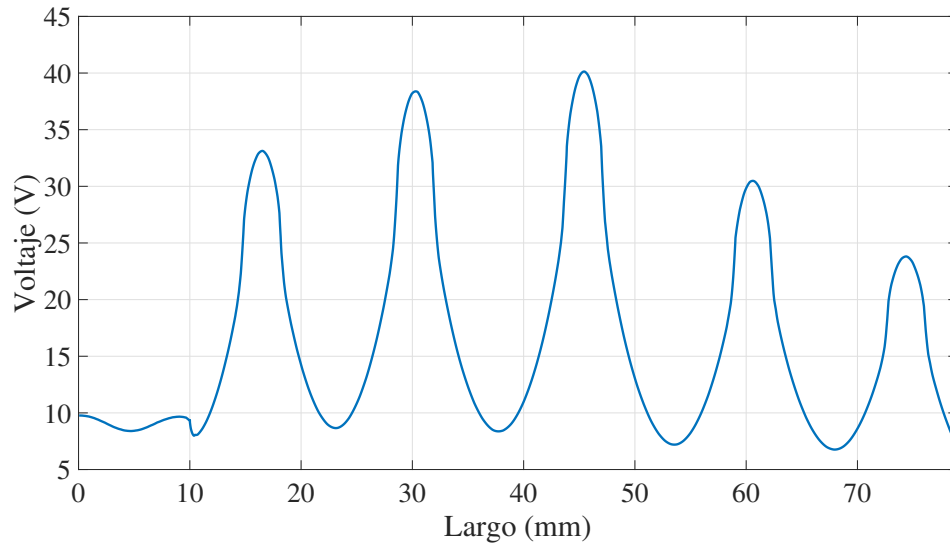


Figura 5.11: Diferencia de potencial eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ADSIW.

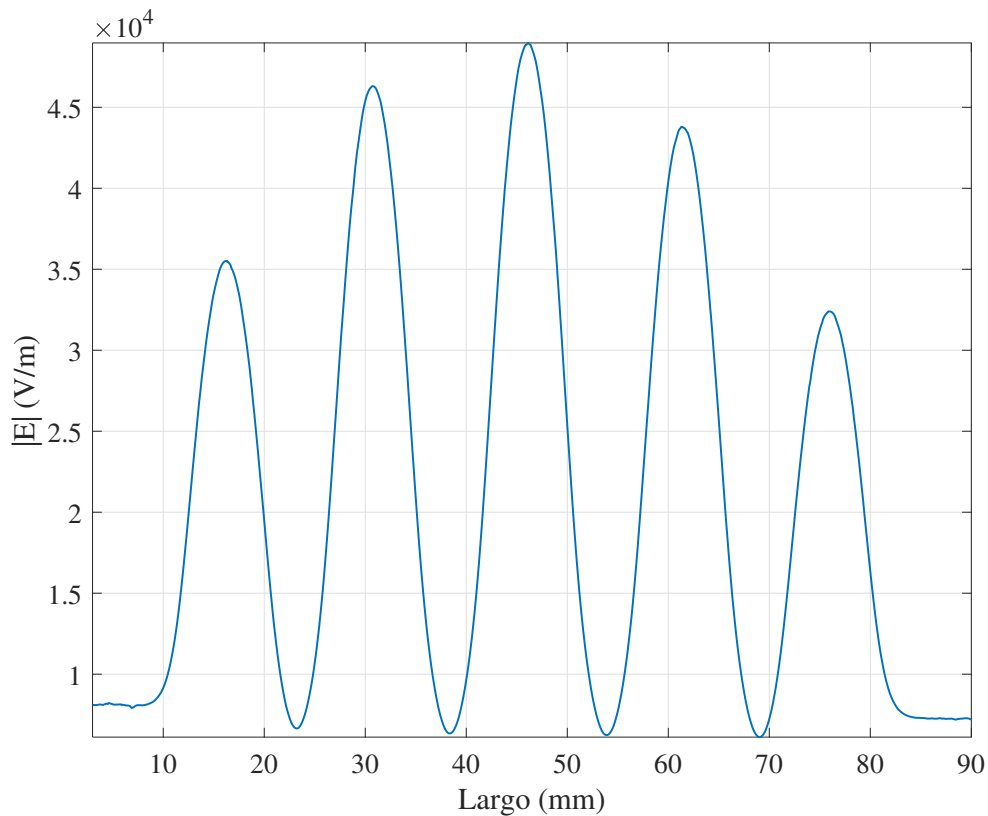


Figura 5.12: Campo eléctrico máximo a 13 GHz a lo largo del filtro ESICL.

- Potencia de salida máxima:** extraída a partir de las Figuras 5.16, 5.17 y 5.18, este valor es quizás el que más importancia adquiere, pues define la máxima potencia que podrá recibir aquel dispositivo que se conecte a la salida del filtro. En las Figuras se observa cómo el perfil de esta curva sigue al de la curva de máxima potencia de entrada pero con un decremento en su valor provocado por las pérdidas de inserción de cada uno de los filtros. En este sentido, resulta interesante ver como, aunque el

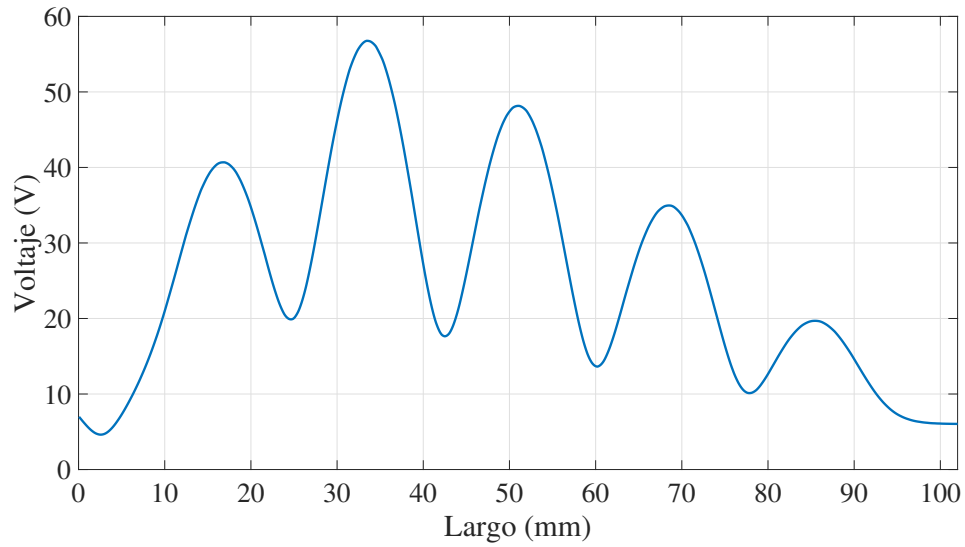


Figura 5.13: Diferencia de potencial eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.814 GHz) a lo largo del filtro ESIW.

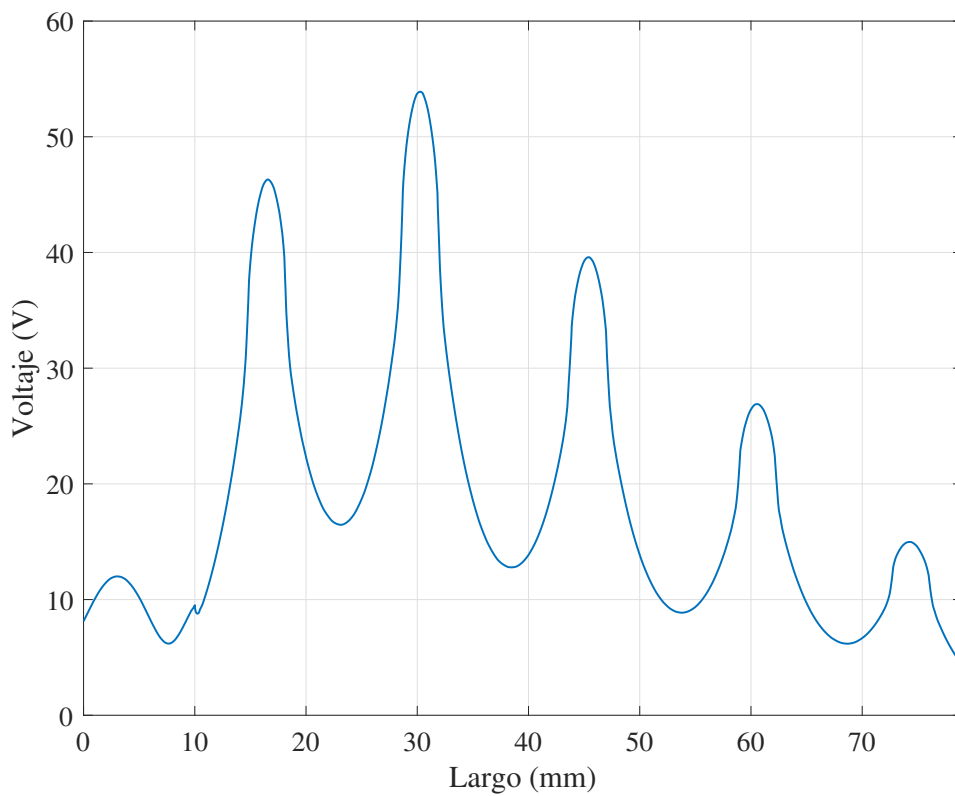


Figura 5.14: Diferencia de potencial eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.832 GHz) a lo largo del filtro ADSIW.

filtro en ADSIW permitía mayores potencias a su entrada, la secciones dieléctricas introducen unas pérdidas que hacen que finalmente el filtro en ESIW sea capaz de proporcionar mayores potencias de salida.

- **Frecuencia de máxima potencia de salida (GHz):** frecuencia que permite una

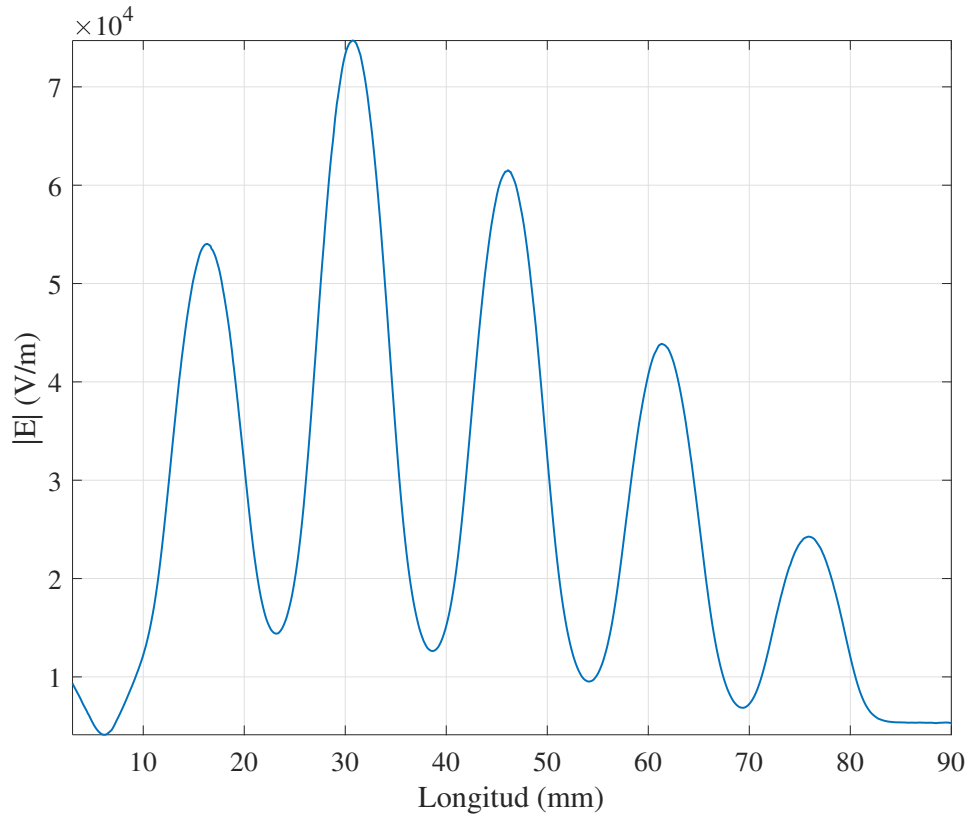


Figura 5.15: Campo eléctrico máximo a la frecuencia crítica (12.808 GHz) a lo largo del filtro ESICL.

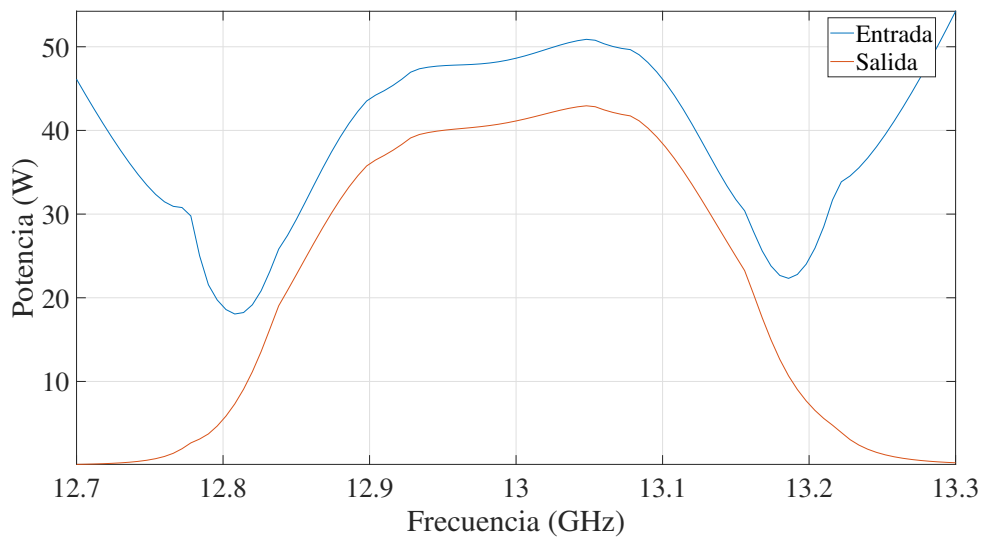


Figura 5.16: Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ESIW.

mayor densidad de potencia de salida asociada y que, como se puede observar, equivale a las frecuencias de máximo valor a la entrada.

En necesario resaltar el caso de los filtros en SIW y ADSIW. En particular, el filtro en SIW no ha sido sometido a estudio pues la ausencia de regiones vacías en el mismo hace imposible cualquier descarga exponencial de electrones. En este sentido, las pérdidas

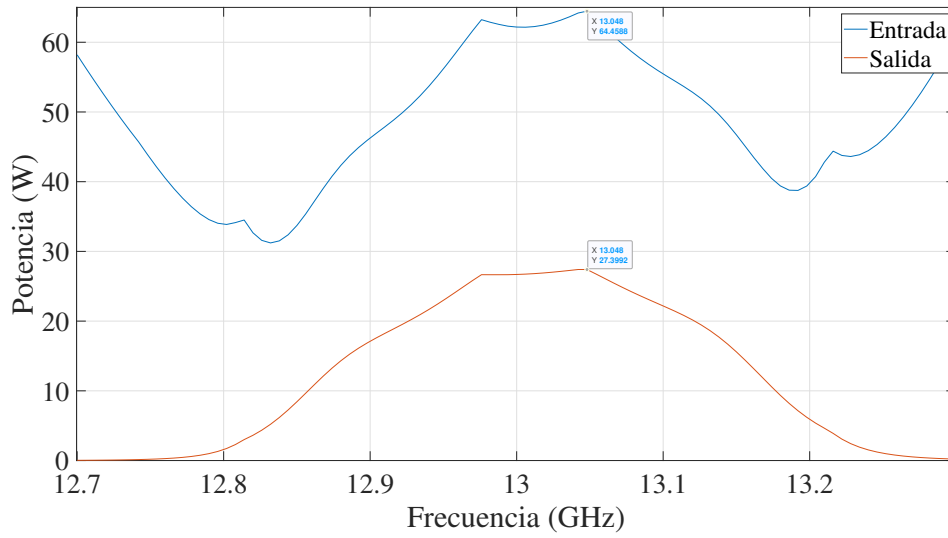


Figura 5.17: Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ADSIW.

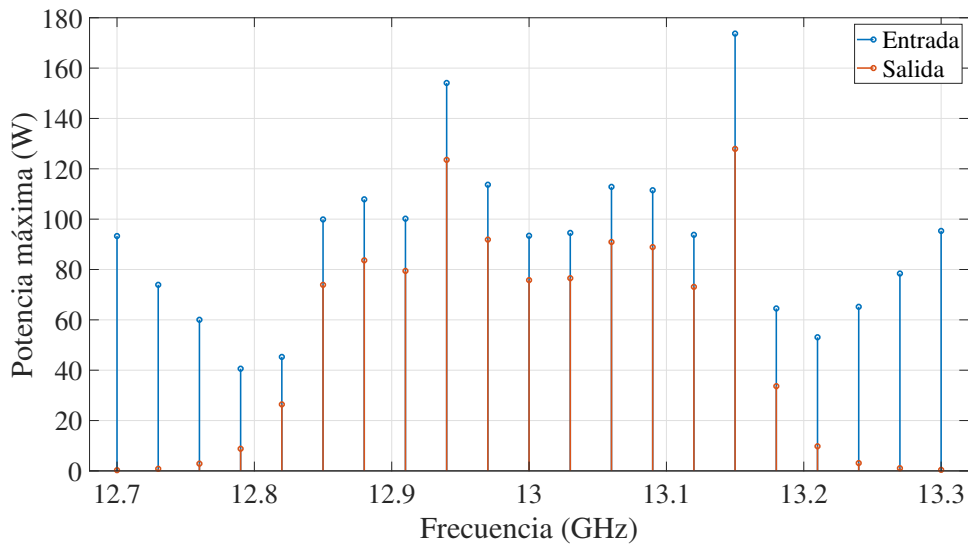


Figura 5.18: Máxima potencia de entrada y salida para el filtro ESICL.

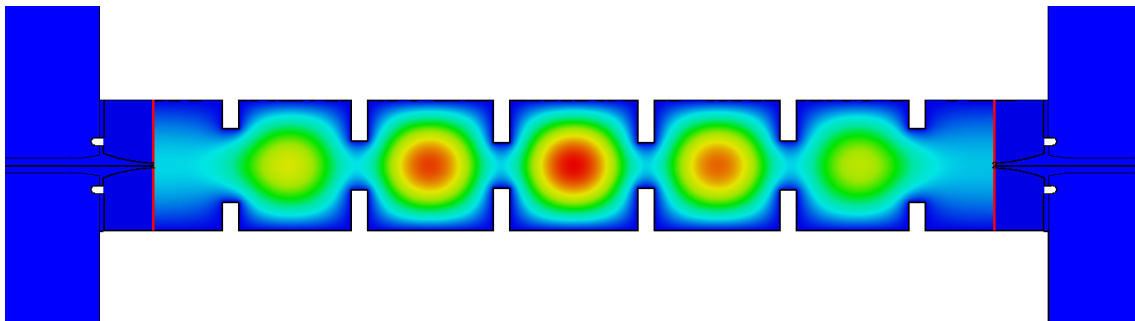


Figura 5.19: Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ESIW a la frecuencia de 13 GHz.

introducidas por el dieléctrico del que se componen traen la ventajosa contrapartida de no limitar el manejo de potencia del dispositivo en términos de multipactor. Por otro lado, el

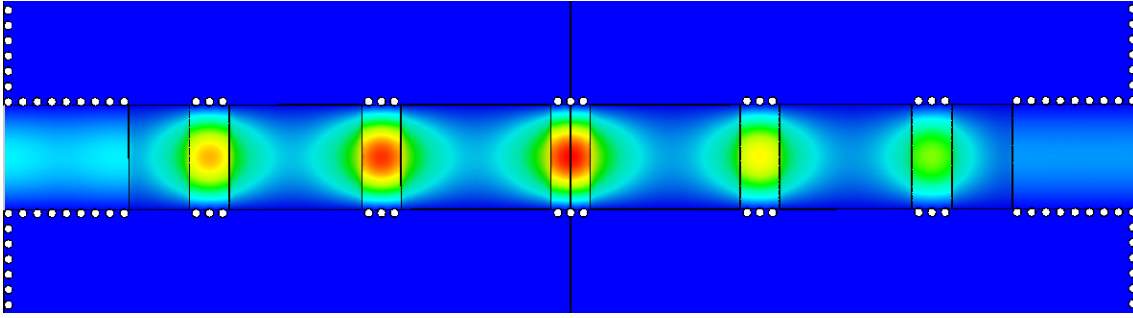


Figura 5.20: Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ADSIW a la frecuencia de 13 GHz.

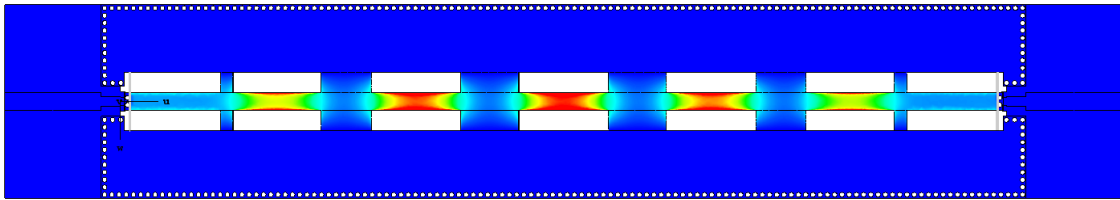


Figura 5.21: Visión en planta de la componente vertical de campo eléctrico en todo el volumen del filtro ESICL a la frecuencia de 13 GHz.

El filtro en ADSIW presenta sus máximos de potencial eléctrico en las cavidades resonantes rellenas de dieléctrico, lugar donde, como en el caso del filtro en SIW, nunca se producirá una descarga de multipactor (ver Figura 5.8); es por ello que los puntos de máximo voltaje que se muestran en la Tabla 5.2 no corresponden a los máximos globales sino a los máximos locales situados en las regiones vacías del filtro.

5.2. Pruebas de temperatura

Como ya se ha comentado a lo largo de esta memoria, se ha sometido a todos los filtros a un análisis térmico tanto en condiciones de presión atmosférica como de vacío con el fin de validar su operabilidad como componentes en sistemas de comunicaciones pertenecientes al segmento espacial. Estas aplicaciones espaciales se distinguen por sus escenarios de condiciones extremas y es en esta sección donde se van a estudiar los cambios de respuesta frecuencial de cada uno de los filtros a lo largo de un rango estandarizado de temperaturas que permite asegurar el funcionamiento de los dispositivos tanto en condiciones de alta temperatura como en condiciones de baja temperatura asociadas respectivamente a las fases de despegue y órbita de forma respectiva.

Este estudio ha sido llevado a cabo mediante simulaciones por software, así como mediante un conjunto de dos pruebas experimentales que, con completo rigor, validan el uso de estos filtros en base a la norma ECSS-E-ST-10-03C que define los requerimientos de los tests a realizar.

5.2.1. Especificaciones de la norma ECSS

La norma que estandariza los procesos de testeo antes mencionados lleva el título de ECSS-E-ST-10-03C, la cual constituye, entre otras cosas, una revisión de una de sus predecesoras: la norma ECSS-E-10-03A. La ECSS-E-ST-10-03C define el conjunto de tests potencialmente realizables a cualquier elemento que tenga que ser embarcado en cualquier aplicación espacial. Estos tests podrán ser de obligada ejecución o no en función de factores

como el contrato entre cliente y proveedor, la criticidad de la misión o el tipo de dispositivo. Por otro lado, en este conjunto de pruebas se puede encontrar tanto el presente análisis térmico como el análisis de resistencia a perturbaciones mecánicas (también llevado a cabo en este proyecto) y el análisis de efecto multipactor previamente expuesto.

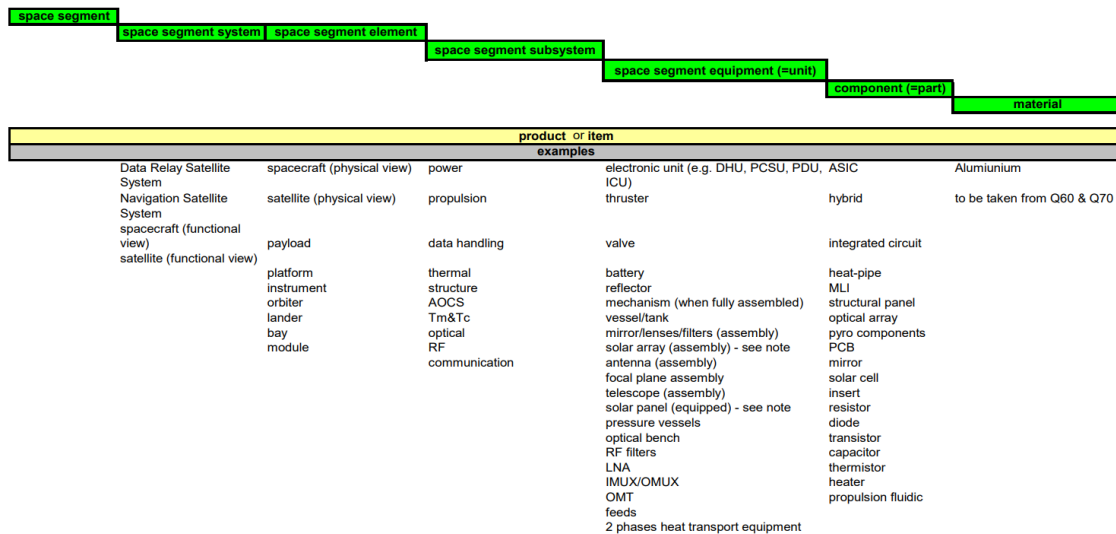


Figura 5.22: Extracto de la norma ECSS-E-ST-10-03C donde se definen los distintos elementos que forman el segmento espacial de una misión clasificándolos en función de su complejidad.

La norma, en base a la complejidad y funcionalidad de los sistemas a analizar, establece la obligatoriedad de realizar o no unas determinadas pruebas. En cuanto a complejidad, los filtros de microondas caen dentro de las denominadas unidades de segmento espacial, donde además de filtros se pueden encontrar clasificados, LNAs, OMTs, antenas o paneles solares entre otros (ver Figura 5.22). A partir de estas unidades de segmento espacial, la norma establece doce clasificaciones distintas, cayendo los filtros de microondas en las de equipamientos de RF. A partir de esta clasificación, la norma establece, en función del tipo de tests (*qualification, acceptance...*) unas pruebas que pueden ser de obligada realización o no. En concreto, en este proyecto se ha llevado a cabo la realización de las dos pruebas térmicas definidas en la norma: el análisis en condiciones de presión atmosférica y en condiciones de vacío. Para estas dos pruebas la norma establece la evaluación de la respuesta frecuencial de este tipo de dispositivos en un rango de temperaturas que va desde los -40°C a los 70°C con medidas intermedias a -35°C , -25°C y 60°C .

5.2.2. Simulaciones

El software utilizado para llevar a cabo las simulaciones ha sido CST. El proceso ha consistido, en primer lugar, en la redefinición de las variables que gobiernan el dimensionamiento del filtro en base a los valores del coeficiente térmico de expansión que el fabricante del sustrato proporciona. Por otro lado, también se ha ajustado la constante dieléctrica del material con el que se modela el sustrato. En concreto, para el sustrato utilizado (Rogers RO4003C) los coeficientes térmicos de expansión son 11, 14 y 46 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ para los ejes X, Y y Z respectivamente mientras que el coeficiente térmico de la constante dieléctrica es de 40 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$. De este modo, todas las dimensiones de los filtros, así como la constante dieléctrica del sustrato que los conforma son corregidas en base a la temperatura de estudio con un factor de corrección de $(1 + \alpha 10^6 \Delta t)$, donde α representa el coeficiente térmico en cuestión y Δt la diferencia de temperatura entre la temperatura de estudio y la tempe-

ratura ambiente que se ha establecido en 25°C. Como se puede observar, las dimensiones del filtro menguarán para temperaturas inferiores a 25°C y aumentarán para temperaturas superiores. La consecuencia principal de este fenómeno será la desintonización de las cavidades resonantes que, al cambiar de dimensiones, producirán desplazamientos en frecuencia de la respuesta del filtro hacia regiones más altas o más bajas para compresiones y dilataciones respectivamente. A continuación se muestran las comparativas de la respuesta frecuencial de cada uno de los filtros para cada una de las temperaturas de estudio.

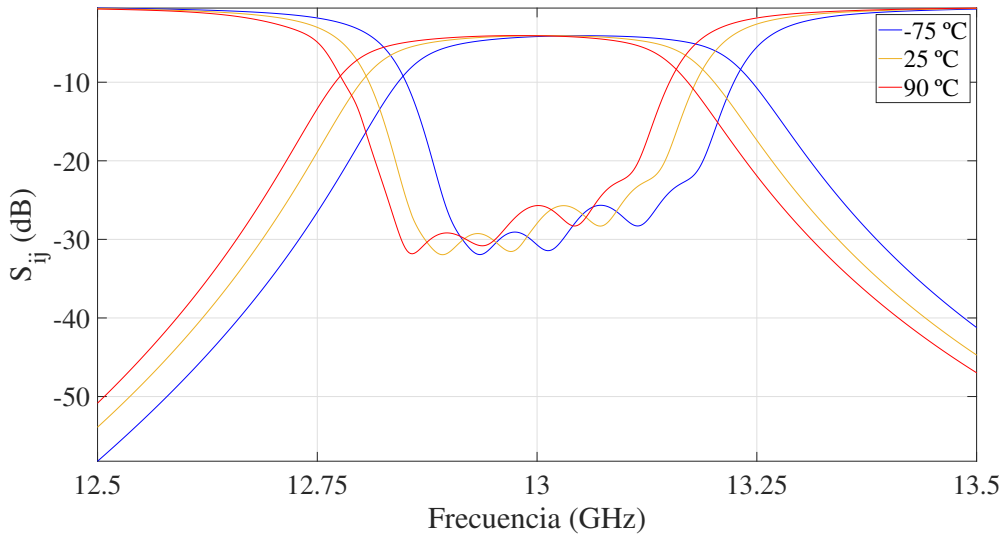


Figura 5.23: Respuesta en frecuencia simulada del filtro SIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C .

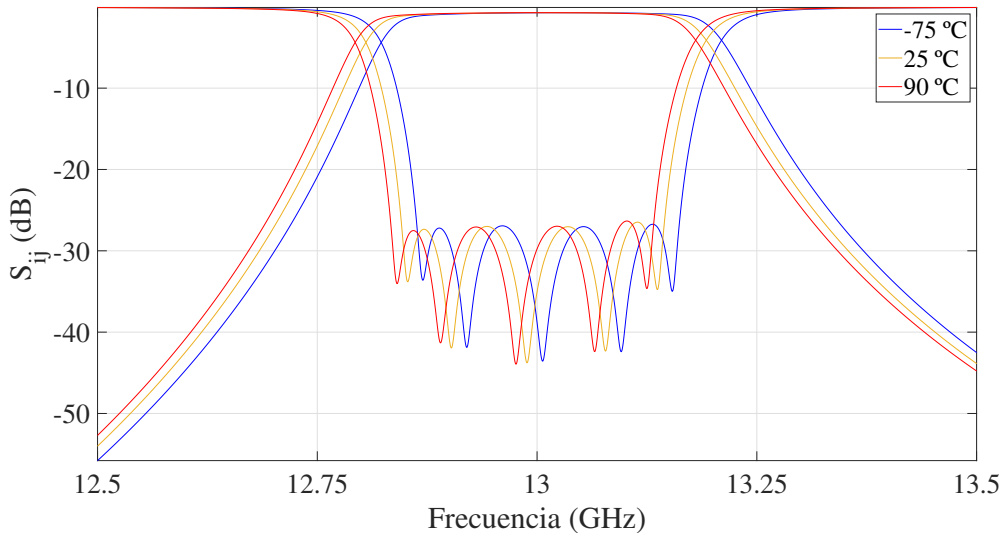


Figura 5.24: Respuesta en frecuencia simulada del filtro ESIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C .

Aunque se han realizado y extraído datos de simulaciones para cada una de las temperaturas de los distintos perfiles de temperatura aplicados en las pruebas a presión atmosférica y en condiciones de vacío, en las Figuras 5.24, 5.25 y 5.26 se muestra únicamente los resultados para las temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C con el fin de facilitar la compara-

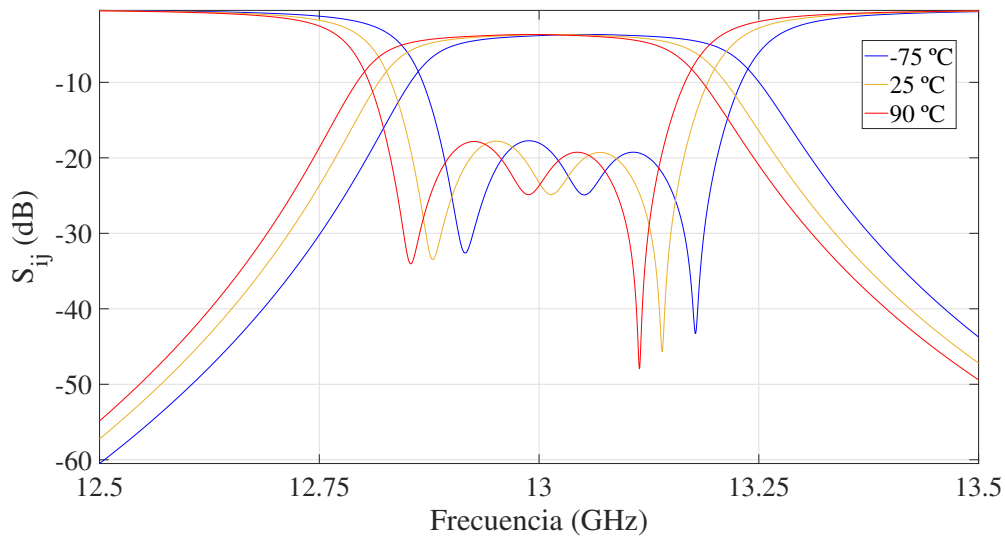


Figura 5.25: Respuesta en frecuencia simulada del filtro ADSIW para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C .

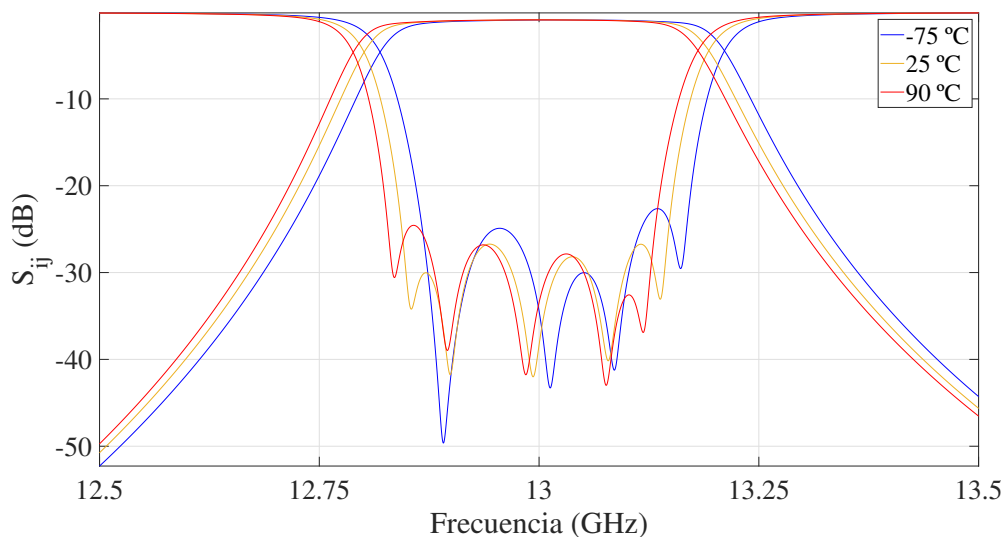


Figura 5.26: Respuesta en frecuencia simulada del filtro ESICL para temperaturas de -75°C , 25°C y 90°C .

tiva visual; no obstante, la comparativa de datos se realiza en referencia a las temperatura de los perfiles térmicos.

A partir de las simulaciones sobre el filtro SIW se estima un desplazamiento frecuencial de $+27\text{ MHz}$ a -40°C y de -19 MHz a $+70^{\circ}\text{C}$ (rango de temperatura de la prueba bajo presión atmosférica), siendo este de $+39\text{ MHz}$ y -30 MHz para las temperaturas de -60°C y $+95^{\circ}\text{C}$ respectivamente, siendo estas temperaturas las que acotan el proceso de medida en las pruebas en condiciones de vacío. En cuanto al filtro en ESIW, se observa en simulación un desplazamiento frecuencial de $+11\text{ MHz}$ a -40°C y de -8 MHz a $+70^{\circ}\text{C}$, así como de $+15\text{ MHz}$ y -12 MHz para la temperatura de -60°C y $+95^{\circ}\text{C}$. En lo que respecta al filtro en ADSIW, sus desplazamientos frecuenciales son de $+34\text{ MHz}$, $+25\text{ MHz}$, -12 MHz y -17 MHz para las temperaturas de -60°C , -40°C , $+70^{\circ}\text{C}$ y $+95^{\circ}$. Finalmente, para el conjunto de temperaturas mencionado anteriormente, el filtro en ESICL presenta unos

desplazamientos frecuenciales de +11 MHz, +8 MHz, -5 MHz y -9 MHz respectivamente. Resulta importante destacar como, a nivel de simulación, los mayores desplazamientos frecuenciales se dan para los filtros en SIW y ASIW siendo los filtros en ESIW y ESICL los que más estables mantienen sus respuesta frecuenciales (teniendo en cuenta que la respuesta de ningún filtro ha sufrido grandes cambios), hecho que se explica por el mayor efecto que tiene la variación de la permitividad eléctrica con la temperatura en los filtros en los el campo se propaga, dentro de la estructura filtrante, a través de secciones rellenas de dieléctrico.

5.2.3. Pruebas a presión atmosférica

Como ya se ha comentado, la norma establece dos pruebas térmica: la medida de la respuesta frecuencial de los filtros a distintas temperaturas en condiciones de presión atmosférica y el mismo conjunto de medidas bajo condiciones de de vacío. En concreto, para las medidas a presiones atmosféricas, se ha utilizado una cámara de temperatura Votsch VT70010 como la de la Figura 5.27. Este tipo de cámaras requiere ser programada con el perfil térmico exacto que se desea que sigan y en la Figura 5.28 se muestra el perfil de temperaturas que la cámara térmica siguió en esta prueba, así como el tiempo que se detuvo en cada una de las temperaturas, donde es importante señalar la necesidad de un tiempo mínimo de estabilización de la temperatura con el fin de que los dispositivos bajo prueba tengan tiempo suficiente para alcanzar la temperatura del ambiente de la cámara. Con el objetivo de no cometer errores a este respecto, la cámara cuenta con dos sensores de temperatura, uno en la pared de la cámara y otro que se coloca sobre el dispositivo a medir, los cuales permiten tomar medidas de los filtros solo cuando estos han alcanzado las temperaturas establecidas.



Figura 5.27: Imagen de la cámara de temperatura utilizada en las pruebas de temperatura a presión atmosférica.

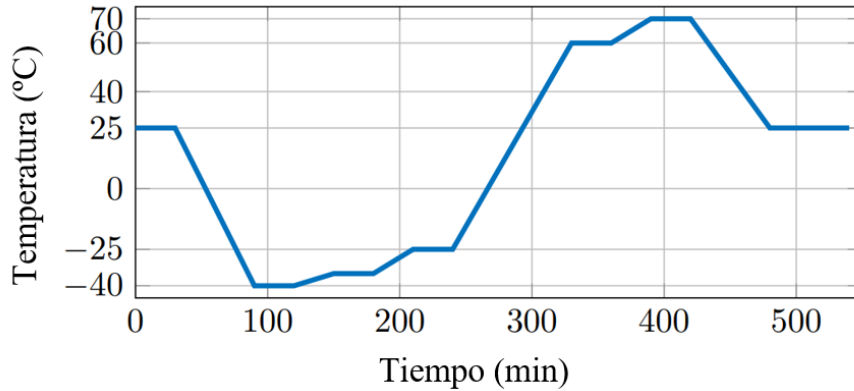


Figura 5.28: Perfil de temperatura aplicado por la cámara térmica para las pruebas a presión atmosférica.

El *set up* de la prueba consiste en la previamente mencionada cámara térmica y en un analizador vectorial de redes (VNA) cuyos puertos tienen sus respectivas líneas de alimentación dentro de la cámara térmica. Los dos puertos de los dispositivos se mantienen conectados al VNA durante toda la prueba y se van guardando los parámetros de dispersión que el VNA mide cada vez que el sensor que está sobre el filtro estabiliza su medida sobre una de las temperaturas de interés. La cámara térmica adapta su temperatura conforme al perfil de la Figura 5.28 y este proceso se repite una vez para cada uno de los filtros de microondas. Además de aplicarse sobre los filtros, el perfil de temperatura se aplica sobre los tres elementos del kit de calibración TRL desarrollado para este proyecto. Se miden las respuestas de los elementos *Thru*, *Reflect* y *Line* para cada una de las temperaturas y se realiza a posteriori una calibración numérica con *Matlab*, debido a la imposibilidad de calibrar in situ el VNA para cada una de las temperaturas del perfil. Por último, cabe destacar, tanto para esta prueba como para la prueba en vacío, la necesidad de usar conectores soldados y no conectores atornillados debido a que las partes móviles de estos últimos, a temperaturas cercanas a -40°C , no permitían el contacto óptimo entre el activo del conector y el activo de la línea *micorstrip* debido a las compresiones térmicas que sufrían.

A continuación, en las Figuras 5.29 , 5.30 , 5.31 y 5.32 se muestran las respuestas en frecuencia de cada uno de los filtros fabricados para cada una de las temperaturas de estudio tras el proceso de calibración correspondiente. Para que la respuesta en frecuencia sea fácilmente distinguible en las Figuras solo se muestran los resultados para temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C aunque la respuesta ha sido medida para cada una de las fases del perfil térmico y los resultados correspondientes serán expuestos posteriormente.

Como era de esperar, el decremento de la temperatura ambiente produce un desplazamiento positivo de la frecuencia central de todos los filtros mientras que el aumento de las temperaturas produce desplazamientos negativos. En el caso del filtro en SIW, este desplazamiento es de $+23\text{ MHz}$ y -14 MHz para las temperaturas límite de -40°C y 70°C , siendo este cambio menos pronunciado que en la simulación. Para el filtro en ESIW, los desplazamientos en frecuencia máximos han sido de $+11\text{ MHz}$ y -8 MHz , en este caso bastante ajustados a lo que se las simulaciones indicaban. En el caso del filtro en ESICL, los desplazamientos han sido de $+13\text{ MHz}$ y -7 MHz , desplazamientos bastante ajustados como en el caso del filtro en ESIW. Por último, para el filtro en ADSIW cabe destacar que, debido al proceso de ensamblado, el grosor de la capa de soldadura fue menor del que cabía esperar y esto provocó que el filtro bajo test tuviera a temperatura ambiente su frecuencia central a $13,2\text{ GHz}$; para este filtro las variaciones han sido de $+19$ y -12 MHz , ciertamente menores que los desplazamientos simulados. Como se puede observar, los resultados se

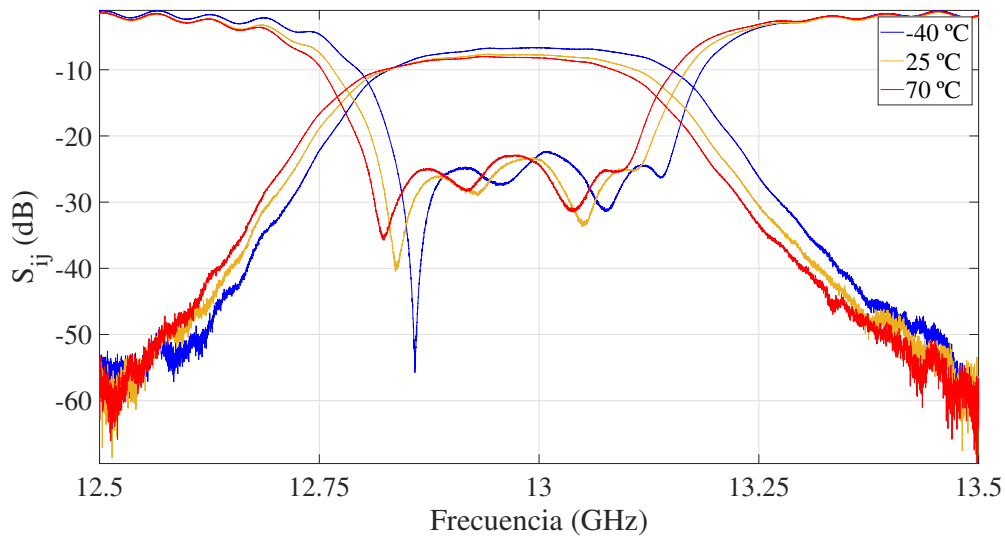


Figura 5.29: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología SIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

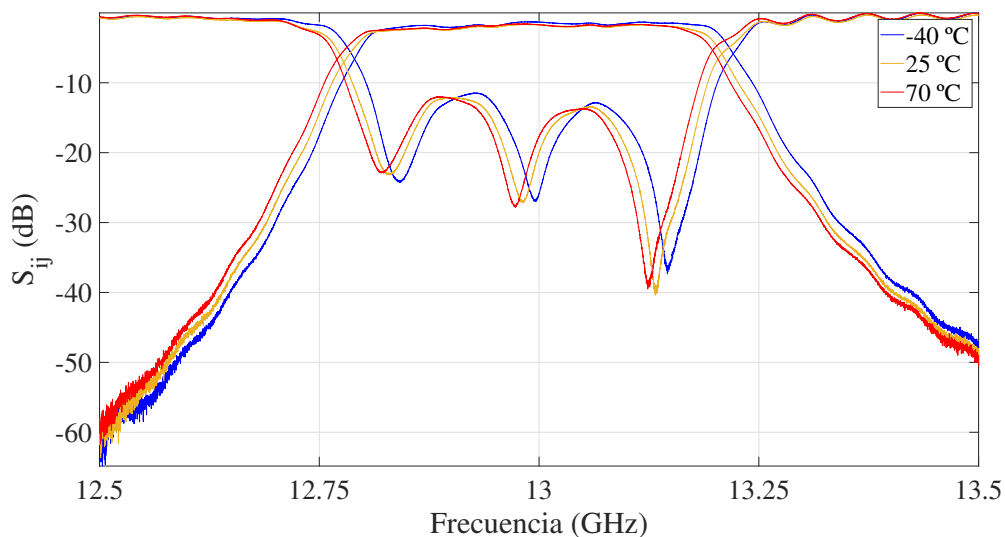


Figura 5.30: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

alejan más, aunque no de manera muy significativa, de los resultados en simulación para los filtros SIW y ADSIW siendo una de las causas la variabilidad que introduce el cambio del valor de la permitividad dieléctrica del sustrato para estos dos filtros cuyas cavidades están completa o parcialmente rellenas de dieléctrico tendiendo en cualquier caso a unos desplazamientos frecuenciales menores a los que las simulaciones han previsto. Por otro lado, para estos dos filtros resulta muy interesante constatar el incremento de las pérdidas con el aumento de la temperatura, efecto que se encuentra provocado por la existencia de un coeficiente térmico de pérdidas que el fabricante de sustratos no proporciona en sus hojas de especificaciones. Finalmente, en la Tabla 5.3 se encuentra una comparativa entre los resultados de esta prueba, la prueba en vacío y pruebas de la misma índole realizadas en otros dispositivos.

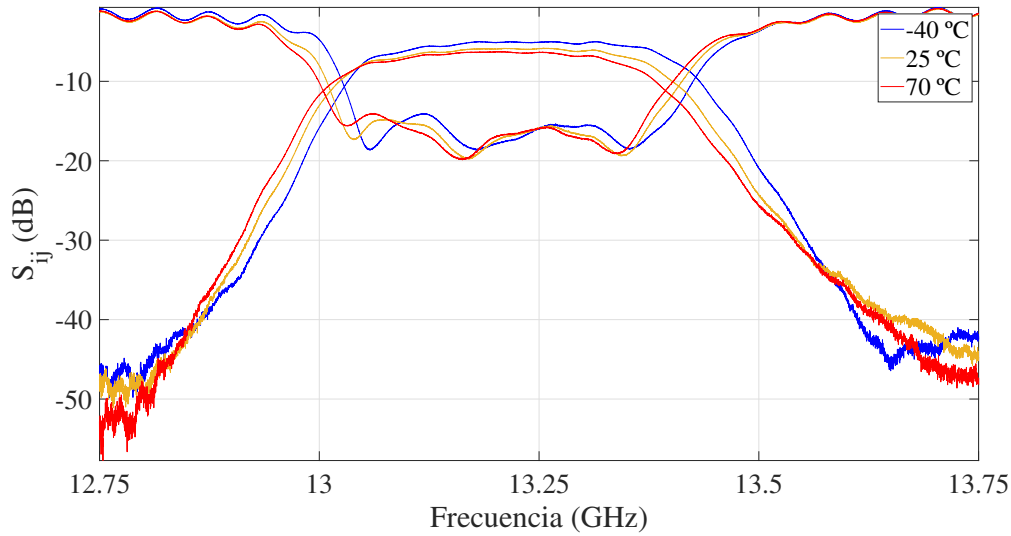


Figura 5.31: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ADSIW bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

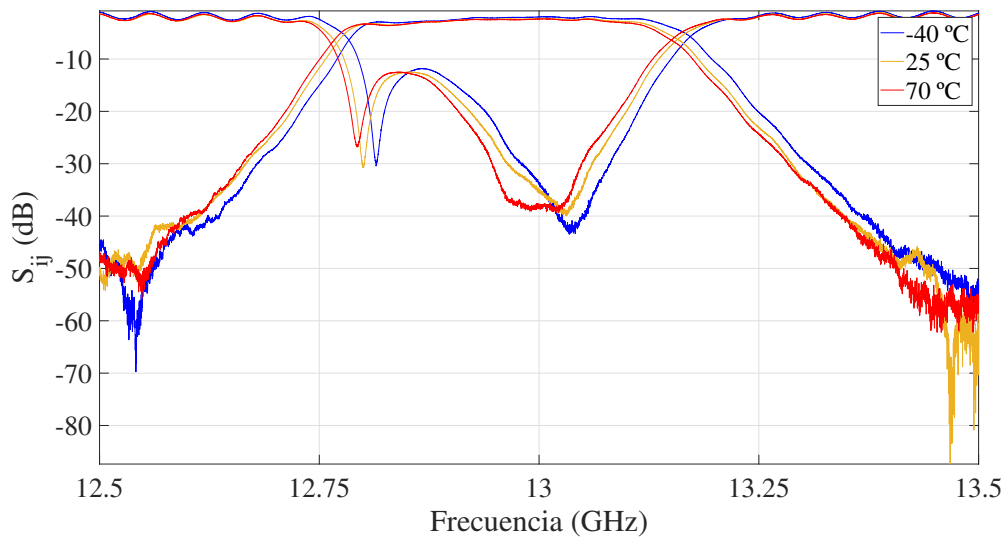


Figura 5.32: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESICL bajo condiciones de presión atmosférica para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

5.2.4. Pruebas en vacío

La norma ECSS establece la necesidad de pruebas en condiciones de vacío para aquellos dispositivos cuyo funcionamiento pueda darse en dichas condiciones en cualquier momento de su vida útil. La presión durante el proceso de medida ha de mantenerse siempre por debajo de 10^{-5} hPa de modo que junto con la cámara térmica se ha utilizado un sistema *ad-hoc* de vacío consistente en una bomba turbomolecular y en una bomba primaria de vacío. Para este test, el perfil de temperatura utilizado puede verse en la Figura 5.33 donde cabe destacar que la pendiente de temperatura más alta que llega a darse es de $5^{\circ}\text{C}/\text{min}$, la cual es mucho menor que el máximo de $20^{\circ}\text{C}/\text{min}$ que establece la norma. Además, en esta Figura se muestran de forma diferenciada la temperatura que mide el sensor de la pared de la cámara, así como la temperatura medida por el sensor que se encuentra en contacto con el dispositivo bajo medida. A colación de este perfil de temperatura cabe

destacar que aunque la cámara se programe con un rango de temperaturas de -90°C a 100°C , diversas pruebas llevada a cabo con filtros de prueba mostraron que el rango de temperaturas que era capaz de alcanzar el dispositivo sometido a este perfil térmico iba de los -75°C a los 95°C , siendo este rango un tanto menor aun para los dispositivos que conforman el kit de calibración, cuyo pequeño tamaño dificulta la transmisión de calor y recorta la temperatura mínima alcanzable a los -65°C , sentando de este modo un límite inferior de frecuencia con respecto al proceso de calibrado. Por otra parte, en la Figura 5.34 puede observarse un diagrama del *set up* utilizado en esta prueba.

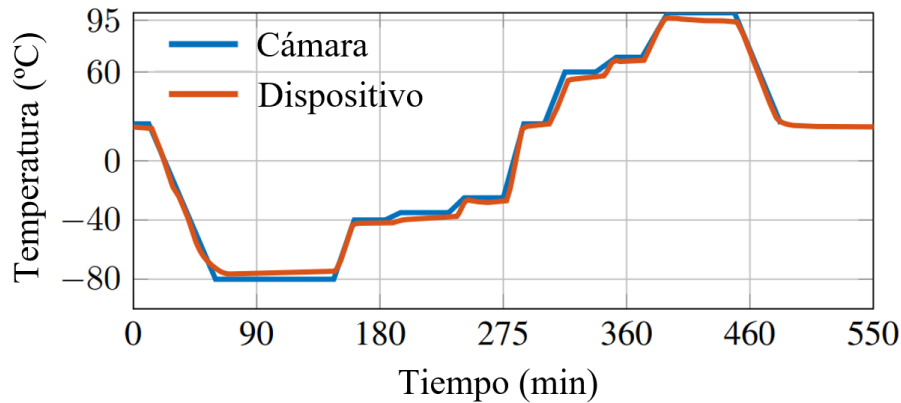


Figura 5.33: Temperatura alcanzada por la cámara térmica y los dispositivos durante las pruebas de temperatura en vacío.

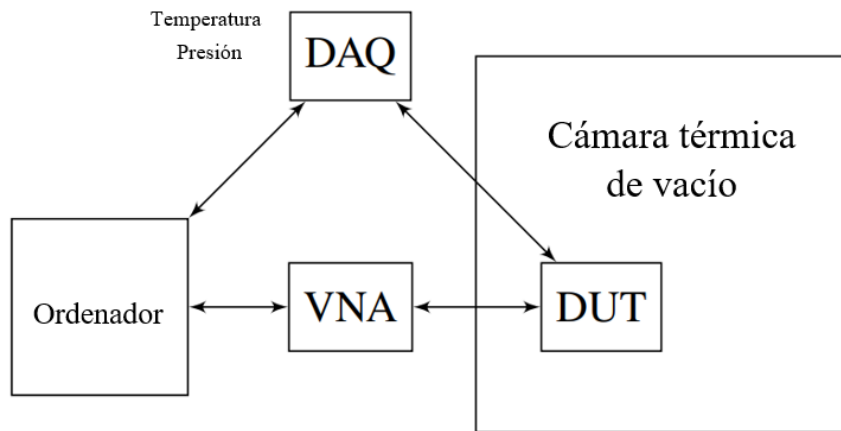


Figura 5.34: Esquemático del set up del proceso de medida de la respuesta eléctrica en las pruebas de temperatura en vacío.

Es importante señalar que bajo condiciones de alto vacío, el hecho de introducir un perfil térmico determinado en el controlador de la cámara térmica no asegura la equiparación de la temperatura del dispositivo a la de la cámara debido a la ausencia de mecanismos convectivos de transmisión del calor. Es por esto que la conducción de calor desde la base de la cámara térmica hacia el dispositivo ha de ser garantizada y esto se ha llevado a cabo mediante la fabricación y acoplo de dos tipos de plantillas que aseguran la conducción de calor entre la base de la cámara térmica y el conjunto estructural de los dispositivos. Estas plantillas son las que se describen a continuación:

- **Plantillas de aluminio:** son las que se muestran en las Figuras 5.35 (a) y (b) y

han sido las utilizadas para fijar los filtros a la base de la cámara térmica. Como se puede observar estas figuras, las plantillas presentan huecos para fijarse a la base de la cámara y agujeros para fijar los filtros y crear así un circuito de transmisión de calor.

- **Puentes térmicos de cobre:** este soporte es el que se muestra en la Figura 5.35 (c) y como se puede observar ha sido el utilizado para conducir el calor hacia los tres elementos del kit TRL. Estos soportes consisten en una láminas de cobre a las que se han soldado cada uno de los tres elementos del kit de calibración.

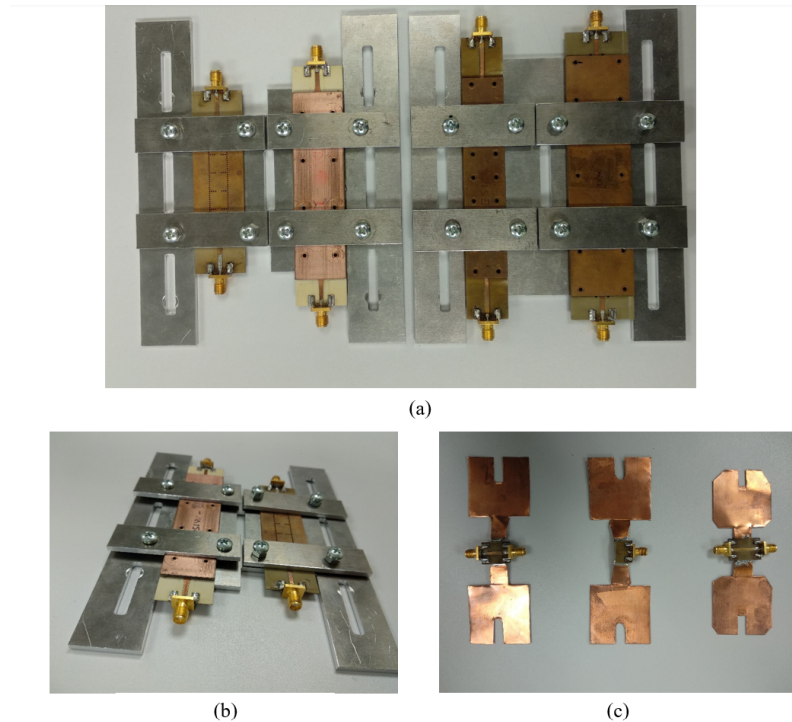


Figura 5.35: (a) Filtros SIW, ADSIW, ESICL y ESIW con sus plantillas de aluminio. (b) Filtros ESIW y ESICL con plantillas de aluminio. (c) Elementos del kit de calibración TRL con puentes térmicos de cobre.

A continuación se muestran, como en la sección anterior, el conjunto de medidas realizadas a todos los filtros, así como los datos extraídos a partir de las mismas y que se ven reflejados en la Tabla 5.3. Como se observa en la antes mencionada Tabla, así como en las Figuras 5.36, 5.37, 5.38 y 5.39, el filtro en tecnología SIW presenta, para temperaturas de -60°C y 95°C , unos desplazamientos frecuenciales de $+22$ MHz y -24 MHz. Para el filtro en tecnología ESIW, estos desplazamientos resultan ser de $+15$ MHz y -21 MHz, para el filtro en ADSIW de $+20$ MHz y -23 MHz y para el filtro en ESICL de -1 MHz y -15 MHz respectivamente. Salvo para el desplazamiento de -1 MHz del filtro en ESICL, los resultados obtenidos son similares a los obtenidos en las pruebas a presión atmosférica: los filtros en SIW y ADSIW presentan mayores desplazamientos frecuenciales, así como un aumento de las pérdidas para temperaturas elevadas mientras que los filtros cuyas cavidades y secciones inversoras se encuentran vacías están expuestos a cambios frecuenciales más reducidos.

Para finalizar el estudio de los resultados arrojados por las distintas pruebas de temperatura resulta interesante realizar una comparativa³ con las pruebas realizadas por otros proyectos sobre distintos dispositivos. Esta comparativa está recogida en la Tabla 5.3 y

³Hay que destacar que los efectos de las transiciones a línea *microstrip* en las pérdidas de inserción de

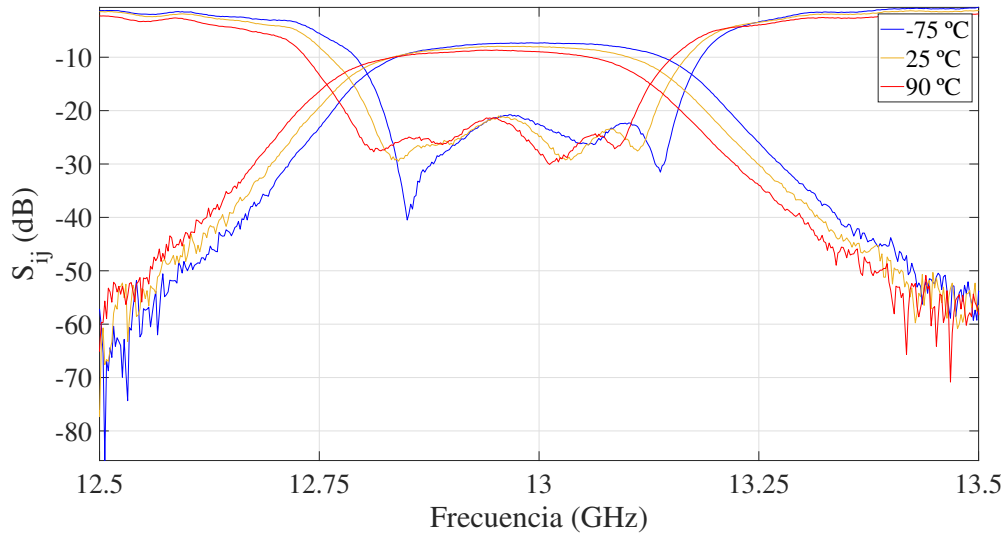


Figura 5.36: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología SIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

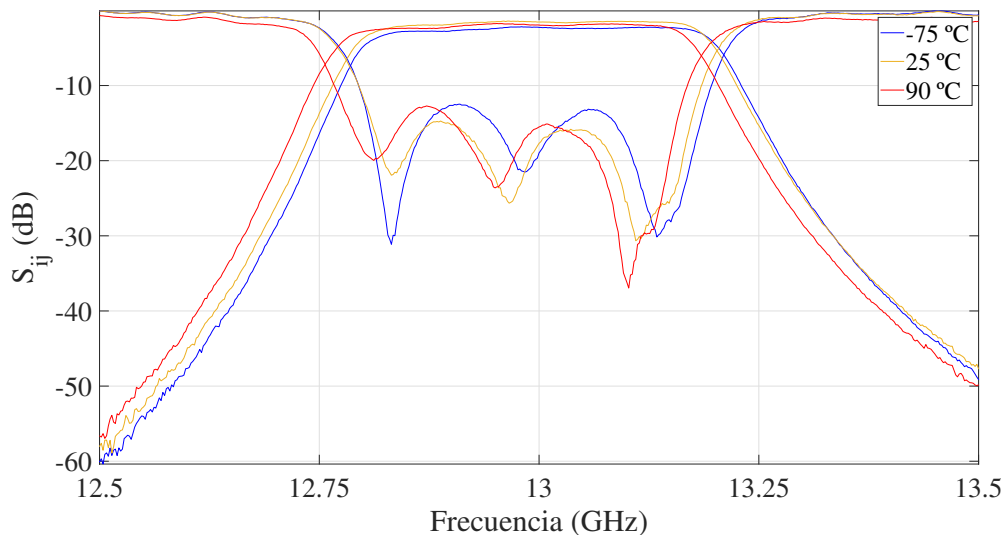


Figura 5.37: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

expone los resultados antes mencionados juntos a los de un filtro en guía de onda rectangular WR42 [5], un filtro en ESIW presentado en [42] y dos filtros auto-compensado en SIW y AFSIW presentados en [41] y [42] respectivamente. Esta comparativa muestra, como cabía esperar, que las estructuras integradas en sustrato y vacías presentan menores desviaciones frecuenciales y de ancho de banda con la temperatura que aquellas parcial o completamente rellenas con sustrato (SIW y ADSIW), las cuales se ven afectadas por el coeficiente térmico de la permitividad eléctrica del sustrato. Este efecto está tomado en cuenta en los filtros en SIW y AFSIW compensados con una selección específica del dieléctrico a utilizar, el cual presenta un coeficiente térmico que compensa los efectos del coeficiente térmico de expansión. No obstante, el precio a pagar por esta compensación

los cuatro filtros de este proyecto han sido eliminados con el fin de obtener una comparativa más ajustada a la realidad.

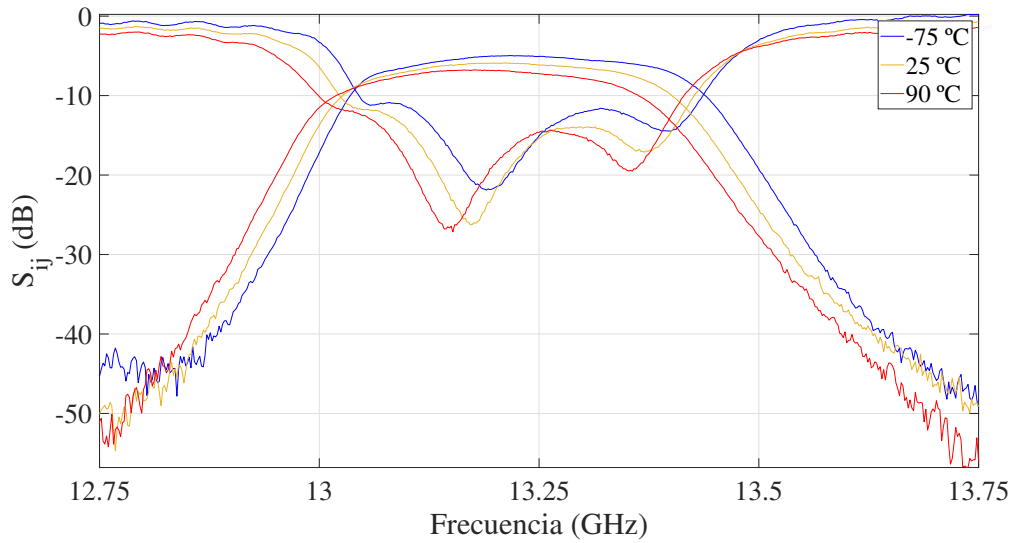


Figura 5.38: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ADSIW bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

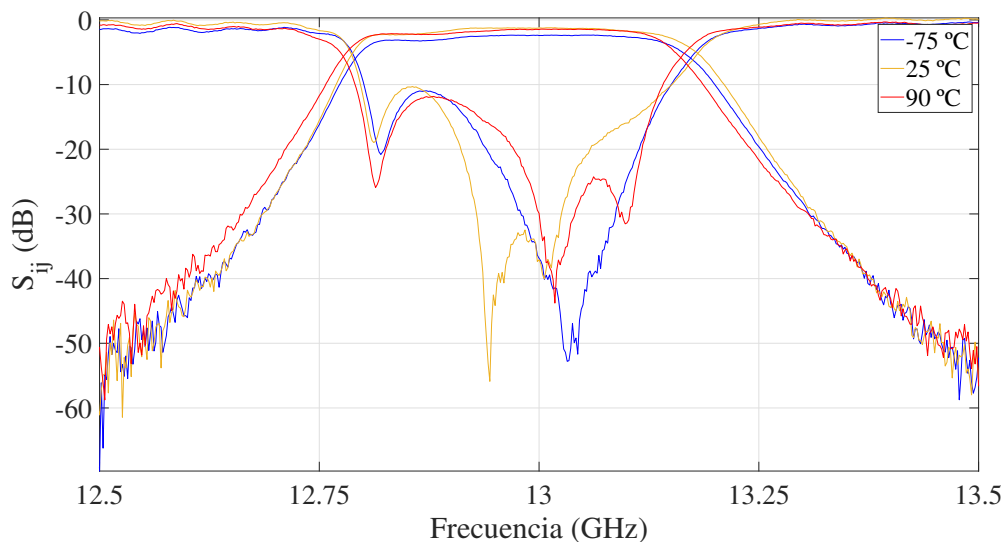


Figura 5.39: Respuesta en frecuencia del filtro en tecnología ESICL bajo condiciones de vacío para las temperaturas de -40°C , 25°C y 70°C .

es el incremento de pérdidas de inserción. En cuanto al filtro en WR42, al encontrarse completamente vacío de material dieléctrico, presenta desviaciones frecuenciales similares a las que afectan a los filtros en ESIW y ESICL. Por otro lado, ha de tenerse en cuenta que el coeficiente de expansión del aluminio (material con el que está hecho el filtro en guía de onda) es de $24\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, el cual es bastante mayor que el del sustrato RO4003 utilizado en la fabricación de los filtros de este proyecto. En cualquier caso, ha de destacarse que en los filtros en WR42, AFSIW y en el filtro ESIW de [42], no existe ninguna integración con tecnologías planares ya que se utilizan guías de onda como líneas de alimentación. Por otro lado, únicamente en los filtros de este proyecto se ha llevado a cabo un estudio térmico en condiciones de vacío.

En conclusión, se puede afirmar que existe un amplio conjunto de tecnologías integradas en sustrato a partir de las cuales se pueden obtener buenos rendimientos. La selección

de una u otra tecnología variará en función de la aplicación a la que esté orientado el dispositivo que la tecnología implemente, donde habrá que tenerse en cuenta que siempre existirá una relación de compromiso entre la estabilidad térmica, las pérdidas de inserción y el tamaño. Si se introduce más dieléctrico en el dispositivo, el tamaño del mismo se verá reducido pero con la contrapartida de unas mayores pérdidas de inserción, así como de una mayor variabilidad frecuencial con la temperatura. No obstante, observando los resultados se puede concluir que no existe una gran desviación frecuencial para ninguno de los filtros bajo estudio y que esto permite su uso para un gran número de aplicaciones, ya sea bajo condiciones de presión atmosférica como bajo condiciones de vacío en aplicaciones espaciales.

Tecnología	f_0 GHz (25°C)	IL dB (25°C)	BW (%) (25 °C)	Temp.	Δf_0 %	ΔBW %	ΔIL %
WR 42 [5]	18.382	0.3903	2.47	100	-0.1286	0.1927	8.7798
SIW compensado [41]	10.065	0.5	11.6	-40	-0.059	-4.22	-40
				80	0.050	-3.965	40
AFSIW Compensado[42]	21.003	1.080	1.600	-40	-0.014	2.380	-23.14
				80	0.010	0.595	6.48
ESIW [42]	21.006	0.700	1.59	-40	0.109	-0.898	-12.857
				80	-0.105	-0.299	5.714
SIW	12.966	5.908	2.422	-60	0.1693	2.548	-8.4522
				95	-0.185	-2.548	8.7094
				-40	0.180	4.048	-11.617
				70	-0.114	0.2004	6.1089
ESIW	12.993	0.236	3.125	-60	0.1154	1.4778	52.94
				95	-0.1618	0.4926	22.7448
				-40	0.0854	1.087	-14.316
				70	-0.0625	-0.2415	-6.167
ADSIW	13.213	4.114	2.695	-60	0.1505	4.4944	-15.62
				95	-0.1738	-1.6854	14.85
				-40	0.14	2.811	-14
				70	-0.091	-2.09	6.402
ESICL	12.982	0.0492	2.943	-60	-0.0074	-1.5707	24.25
				95	-0.1148	-3.664	4.650
				-40	0.1065	0.1646	-11.978
				70	-0.0549	-0.5268	8.881

Tabla 5.3: Comparativa de los resultados arrojados por las pruebas de temperatura para los distintos dispositivos.

5.3. Pruebas de vibración

Como ya se expuso en la fundamentación teórica correspondiente, las perturbaciones basadas en ondas de estrés provocan deformaciones en los medios por los que se propagan, pudiendo llegar a provocar cambios estructurales irreversibles en función de la amplitud de las perturbaciones y de las características mecánicas de los materiales que las sustenten.

Del mismo modo que la norma ECSS requiere la puesta a prueba de los dispositivos en base a escenarios de multipactor y temperaturas extremas, la norma define también un conjunto de pruebas que certifiquen la integridad estructural de los dispositivos embarcados en misiones espaciales cuando estos se encuentran sometidos a estrés en forma de

perturbaciones mecánicas que se pudieran propagar a lo largo de los filtros, perturbaciones que pueden llegar a transportar energías muy elevadas en los procesos de despegue. Esta familia de pruebas cae dentro de lo que la norma define como tests mecánicos y en este proyecto se presentan dos de esos tests, el barrido sinusoidal y el vibrado aleatorio, los cuales han sido realizados sobre los dispositivos bajo prueba.

5.3.1. Consideraciones generales

Antes de exponer las características de cada prueba, tal y como las define la norma ECSS-E-ST-10-03C, resulta de interés resaltar aquellos aspectos comunes a las dos pruebas.

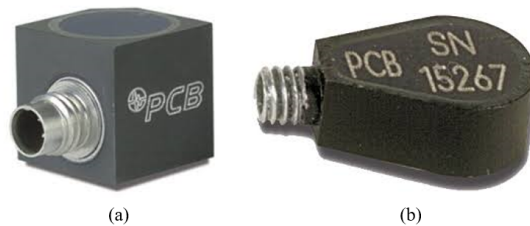


Figura 5.40: (a) Acelerómetro triaxial pcb 356A16 (100 mV/g). (b) Acelerómetro ultraligero pcb 352C22 (10 mV/g).

Como se comentará a continuación, el aprobado de los filtros en estas pruebas consistirá en una variación de la frecuencia natural menor al 5% del conjunto estructural de cada filtro después de la realización de cada una de las pruebas⁴ por lo que resulta necesario un *set up* específico, así como un conjunto de herramientas capaces de llevar a cabo tanto las pruebas como las medidas. En concreto se han utilizado los siguientes elementos:

- **Excitador electrodinámico de vibración LDS V721:** que junto con un amplificador PA1000 constituye la cama vibratoria que transmite las ondas de estrés a los filtros.
- **Acelerómetro triaxial pcb 356A16 (100 mV/g):** acelerómetro que dependiendo de la prueba se colocará sobre la cama vibratoria o sobre el soporte plástico. ver Figura 5.40 (a).
- **Acelerómetro ultraligero pcb 352C22 (10 mV/g):** acelerómetro de precisión que dependiendo de la medida se colocará sobre la cama vibratoria o sobre los mismos filtros. Ver Figura 5.40 (b).
- **Analizador Photon de Dactron:** utilizado para el procesado de las señales medidas por los acelerómetros.

La respuesta vibracional de los filtros estará influenciada por el tipo de montaje empleado en las pruebas. En este caso, se ha atornillado cada uno de los filtros a una placa de metacrilato de 21 mm de espesor mediante el uso de cuatro tornillos M2 situados en los extremos de cada filtro como se observa en la Figura 5.41. Cabe destacar que al atornillar es necesario asegurar una distancia mínima entre los filtros y el soporte plástico con el fin de evitar golpes durante el transcurso de las pruebas.

⁴A este respecto, las medidas de la frecuencia natural se han realizado antes de realizar las pruebas y después de la realización de todas las pruebas (sinusoidal y aleatoria) debido a la inviabilidad logística de fabricar un filtro de cada tipo para cada una de las pruebas. En este sentido, la variación de la frecuencia natural esta debida no a una si no a dos pruebas, añadiéndose de este modo un margen de seguridad inherente y no requerido en la norma ECSS.

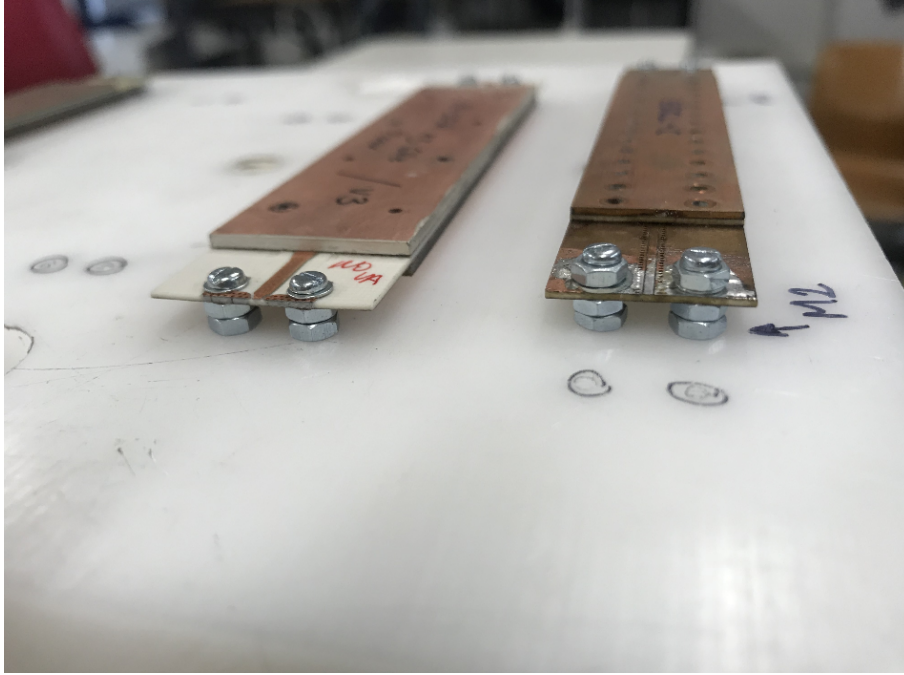


Figura 5.41: Filtros ADSIW y ESICL atornillados a la placa de metacrílico para la ejecución de las pruebas de vibración.

Como se observa en la Figura 5.42, el soporte de metacrílico permite su colocación en distintas orientaciones, lo que permite realizar el conjunto de pruebas para los tres ejes espaciales.

Por último, para la realización de la ya mencionada medida de frecuencias naturales se colocará, como se muestra en la Figura 5.42, el acelerómetro ultraligero sobre la sección central de cada filtro, obteniéndose la función de transferencia entre la aceleración medida en ese punto con la aceleración aplicada a la base y medida mediante el acelerómetro triaxial. Para este proceso de medida se ha utilizado, como señal de excitación, un ruido con contenido en frecuencia de hasta 1300 Hz y una amplitud muy inferior a la utilizada en el resto de ensayos.

5.3.2. Barrido sinusoidal

La primera de las pruebas realizadas ha sido el barrido sinusoidal de los filtros consistente en la aplicación de ondas de estrés de banda estrecha. Según la norma, esta test trata de poner a prueba a los dispositivos en función de las ondas de estrés de carácter sinusoidal o de banda estrecha a las que estos son sometidos durante los procesos de lanzamiento, vuelo o transporte en tierra.

Los requerimientos de esta prueba dictan lo siguiente:

1. Los test han de ser realizados en la configuración de lanzamiento para los tres ejes espaciales.
2. Las aceleraciones x-axiales en los puntos de anclaje han de ser limitadas.
3. La frecuencia natural de cada dispositivo ha de ser medida antes y después de la prueba requiriéndose una variación inferior al 5%.
4. Deben de llevarse a cabo comprobaciones visuales que atestigüen la integridad de los dispositivos.

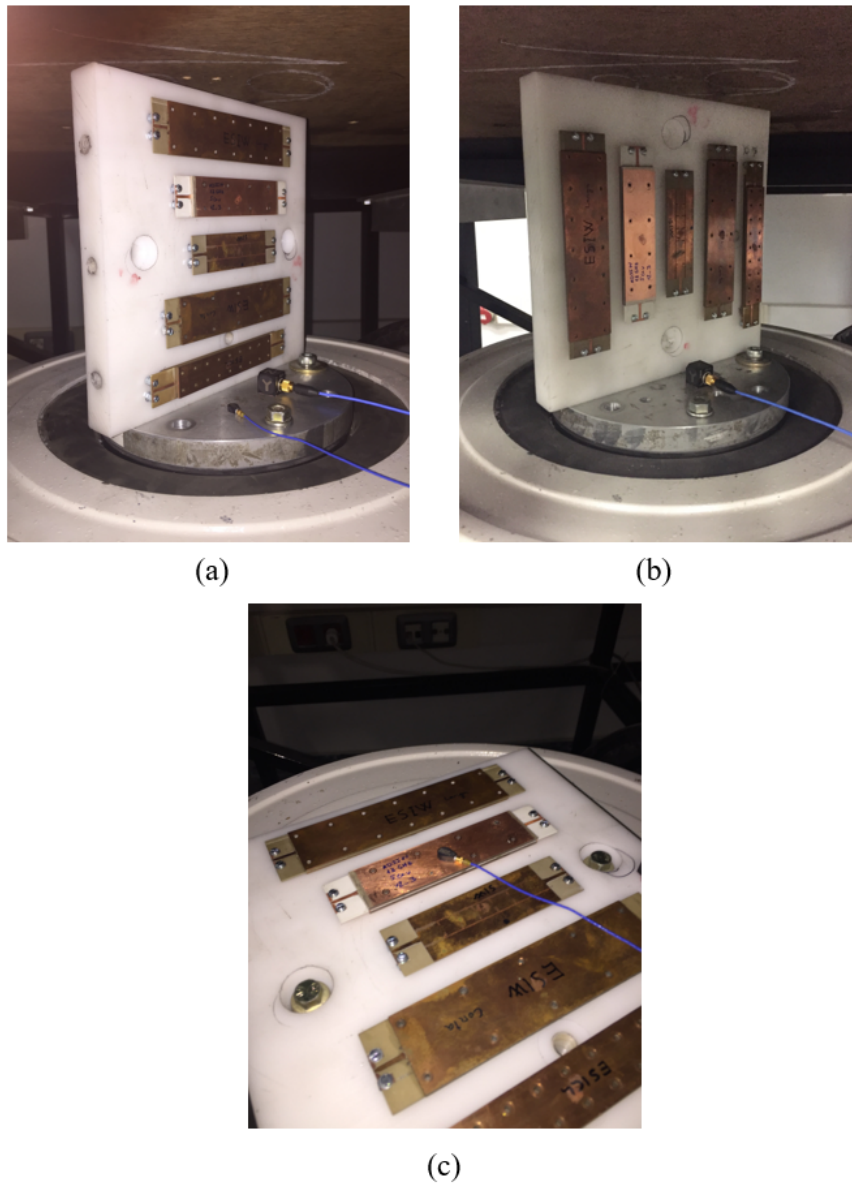


Figura 5.42: *Set up* para las pruebas de vibración con todos los filtros bajo test atornillados a una placa de metacrilato. (a) Vibrado en el eje x. (b) Vibrado en el eje z. (c) Vibrado en el eje y.

La realización de esta prueba consiste en la aplicación de un barrido de 5 Hz a 140 Hz con una amplitud de 1 g (valor extraído de las medidas dentro de la lanzadera Ariane 5 [3]) y una velocidad de barrido de 2 octavas por minuto. Con el objetivo de preservar la integridad del excitador electrodinámico entre los 5 Hz y los 7Hz se ha limitado la amplitud máxima de desplazamiento a 5 mm, lo que implica que la aceleración aplicada ha sido de 0,5 g, alcanzándose la aceleración de 1 g al llegar a la frecuencia de 7 Hz.

5.3.3. Vibración aleatoria

Del mismo modo que en el caso de la prueba de barrido sinusoidal, este test avala la viabilidad estructural de los filtros bajo perturbaciones mecánicas de banda ancha ocasionadas durante los procesos de lanzamiento, vuelo o transporte en tierra.

Para esta prueba los requerimientos son los mismos que para la prueba de barrido

sinusoidal. En cuanto a la densidad espectral de aceleración a aplicar en esta prueba, la norma especifica que debe de encontrarse por encima del *minimum workmanship* [3], que debe evitar picos y no presentar pendientes mayores a 25 dB/octava. En la Figura 5.43 se muestra la densidad espectral que la NASA establece como ejemplo donde se distingue además el *minimum wormanship*.

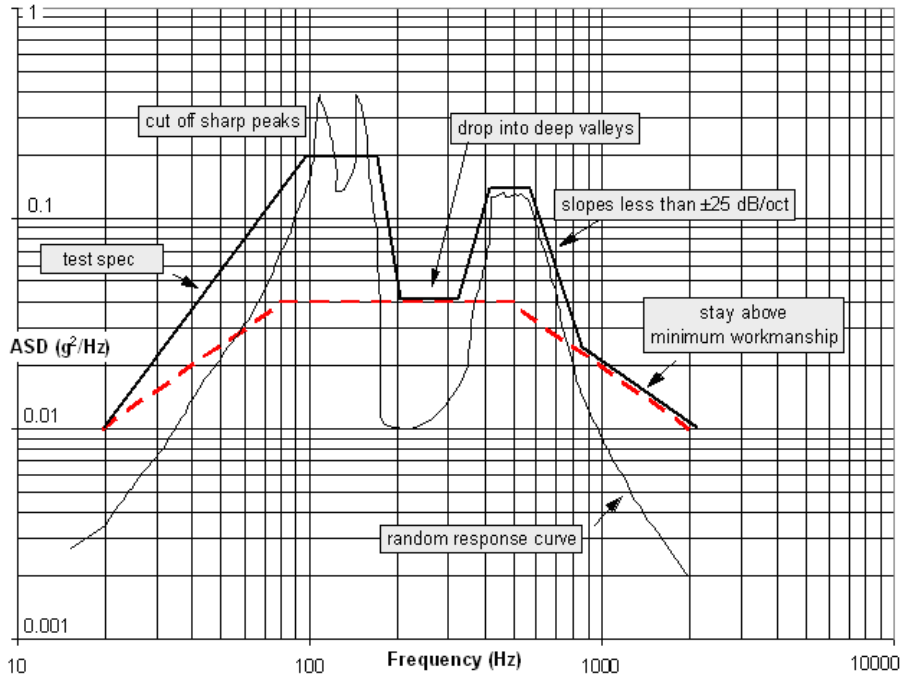


Figura 5.43: Ejemplo de densidad espectral de amplitud de vibrado establecido por la NASA.

En cuanto a la densidad espectral de aceleración aplicada en el presente proyecto, en la Figura 5.44 puede encontrarse para cada uno de los ejes espaciales donde cabe destacar que la duración de la vibración aplicada ha sido de 2 minutos por cada dirección y el rms de la vibración ha sido de 7,1 g.

5.3.4. Resultados

En las Figuras 5.45, 5.46, 5.47 y 5.48 se muestra la respuesta frecuencial de cada uno de los filtros⁵ antes y después de llevar a acabo las pruebas de vibrado. Esta comparativa no aporta conclusiones tan granulares como pueden ser las comparativas de las pruebas de temperatura y es que la pérdida de integridad estructural normalmente viene acompañada de una inutilización completa del filtro y como consecuencia, de unos cambios notables en la respuesta frecuencial de los dispositivos. Como se puede observar en las Figuras los cambios en la respuesta son nimios y pasan por variaciones sin importancia en los valores de las pérdidas de retorno a lo largo de la banda de paso, no observándose en ningún caso desplazamientos frecuenciales o aumentos en las pérdidas de inserción. A este respecto, se puede afirmar que el efecto de las pruebas de vibrado en la respuesta frecuencial ha sido despreciable.

Por otro lado, en la Tabla 5.4 se muestra una comparativa entre las frecuencias naturales de los dispositivos antes y después de la realización de los tests. Con el fin de estudiar

⁵La comparativa del filtro en ADSIW no ha sido posible debido a la imposibilidad que existió en el momento de las pruebas de contar con medidas previas a las mismas. No obstante, la respuesta del filtro en ADSIW sigue la misma tendencia y no sufrió cambios reseñables.

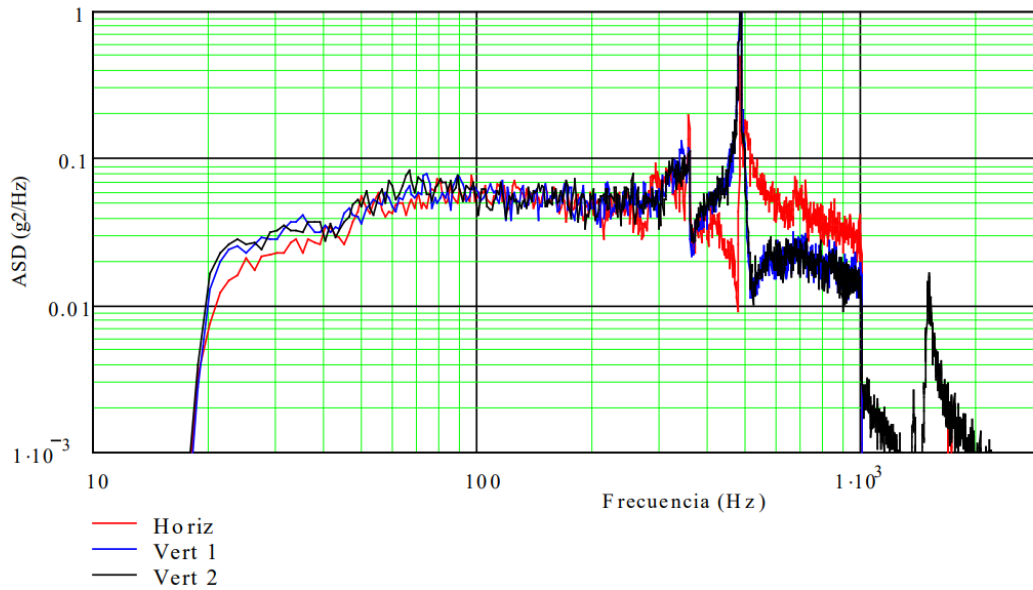


Figura 5.44: Densidad espectral de amplitud de vibrado aplicada a los filtros en las pruebas de vibrado aleatorio.

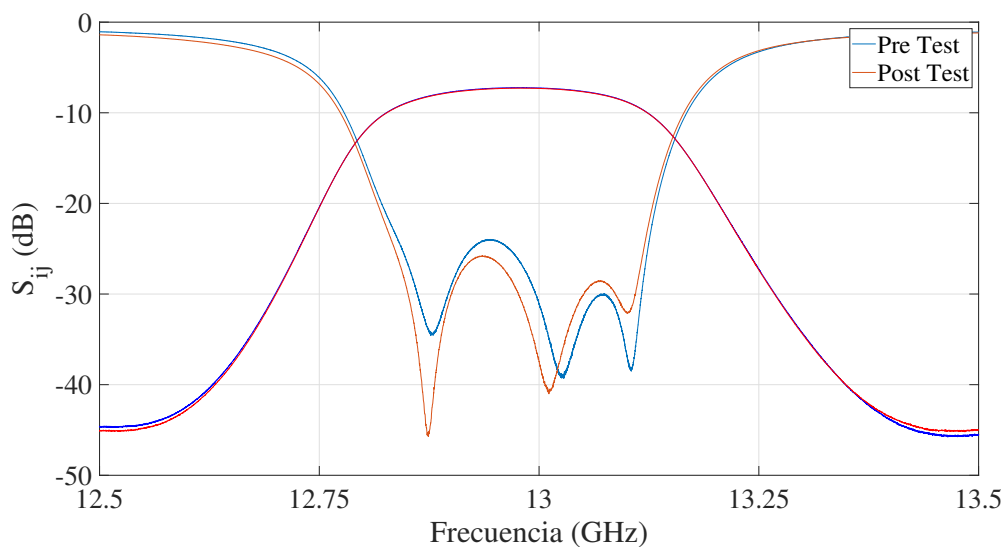


Figura 5.45: Respuesta frecuencial del filtro en tecnología SIW antes y después de las pruebas de vibración.

el comportamiento de los dispositivos en función de su dimensionamiento, para el caso de los filtros en ESIW y ESICL, estos tests se realizaron para dos tipos de filtros respectivamente: uno que presentaba una longitud más grande y otro con una longitud menor. Como ya se comentó previamente, la norma ECSS establecía una máxima variación del 5% en las frecuencias naturales de los filtros a la hora de establecer o no su viabilidad. Observando la Tabla 5.4, se puede destacar como ninguno de los filtros ha sufrido variaciones superiores al límite establecido siendo el filtro ESIW largo el que más variación en su frecuencia natural sufrió con un 4.6%, pasando de una frecuencia natural de 303 Hz a otra de 289 Hz seguido del filtro en ADSIW, el cual sufrió una variación positiva del 3.2% en su frecuencia natural. Por otro lado, el resto de filtros se mantuvo en variaciones menores al 0.4%, lo que demuestra la resistencia estructural de los filtros desarrollados.

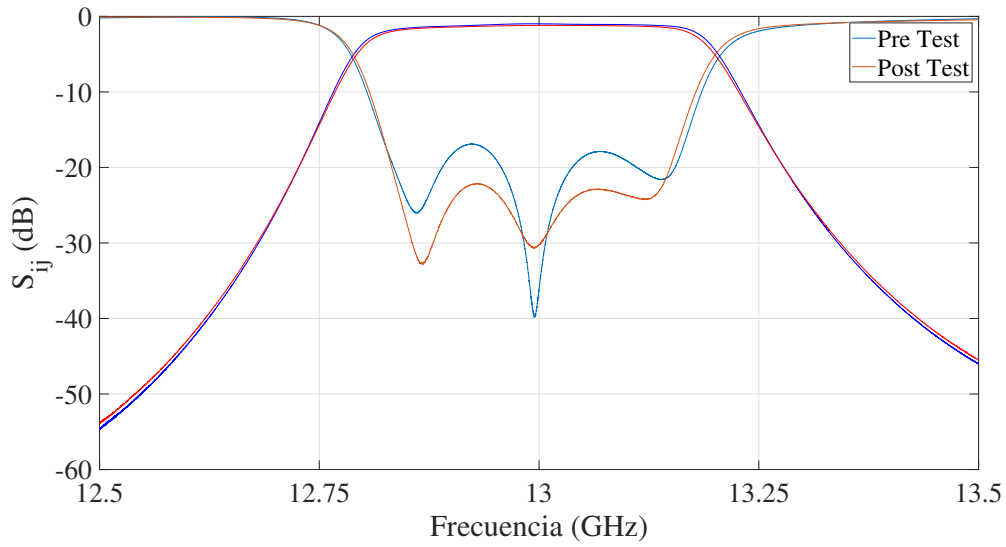


Figura 5.46: Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ESIW antes y después de las pruebas de vibración.

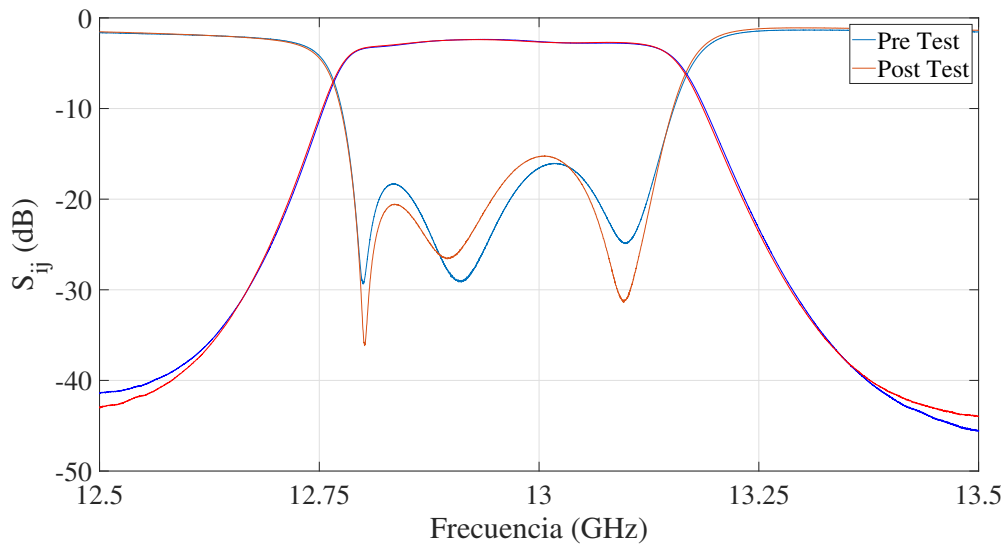


Figura 5.47: Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ESICL antes y después de las pruebas de vibración.

Además, y como cabía esperar, se puede observar como las versiones más largas de los filtros presentan frecuencias natural más bajas y como estas variaciones, para cualquiera de los filtros, implican desplazamientos positivos de las frecuencias naturales salvo en el caso del filtro ESICL corto.

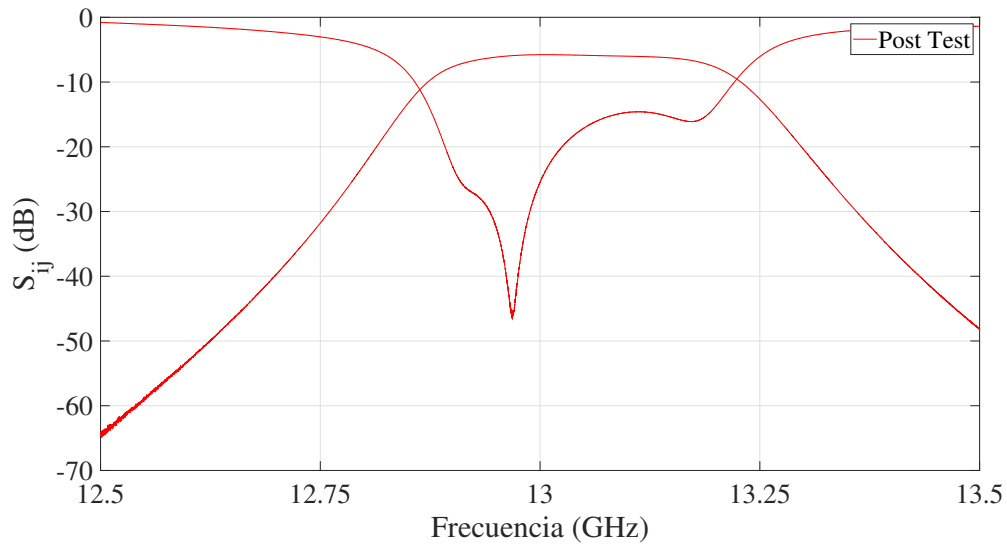


Figura 5.48: Respuesta frecuencial del filtro en tecnología ADSIW después de las pruebas de vibración.

Filtro	Frecuencia inicial (Hz)	Frecuencia final (Hz)	Variación (%)
SIW	424	425	+0.2
ESIW largo	303	289	+4.6
ESIW corto	349	348	+0.3
ADSIW	494	478	+3.2
ESICL largo	355	345	+0.3
ESICL corto	435	434	-0.2

Tabla 5.4: Variación de las frecuencias naturales de los filtros tras la realización del conjunto de pruebas de vibrado.

Capítulo 6

Conclusiones

Tras la amplia exposición realizada en esta memoria sobre los distintos fenómenos, dispositivos, pruebas y resultados que rodean la certificación de dispositivos a la hora de poder ser embarcados en aplicaciones espaciales resulta necesario recapitular aquellos aspectos más importantes y exponer a modo de conclusión los resultados y posibles líneas futuras que surgen a partir de este trabajo.

6.1. Pruebas realizadas

Como se ha podido exponer, la normas realizadas por la ECSS respresentan un esfuerzo a la hora de establecer estándares a partir de los cuales diferentes proyectos espaciales pueden basarse con el fin de concluir sin miedo a equivocarse que los dispositivos que conforman los sistemas de comunicaciones de la misión espacial son fiables y si podrán resistir el conjunto de inclemencias que misiones de esta índole conlleva. Uno de los aspectos más críticos de este tipo de misiones es la imposibilidad de reparación que conllevan y, aunque suelen existir sistemas de *backup* en caso de fallo, es necesario realizar el conjunto de pruebas que permitan asegurar la robustez de los dispositivos utilizados. De este modo, el presente proyecto ha querido llevar a cabo la realización de las tres familias de pruebas básicas que la norma ECSS establece a este respecto y que, para la opinión de las personas involucradas en este proyecto, podían llegar a ofrecer un conjunto de resultados y conclusiones cuyo valor trascendía la simple verificación de los filtros de microondas desarrollados.

Como se ha podido constatar, los resultados obtenidos en el conjunto de pruebas avalan la utilización de las cuatro tecnologías de transmisión presentes y permiten el uso del conjunto de dispositivos desarrollados con el fin de arrostrar las vicisitudes propias del entorno espacial y que pasan por efectos de descarga de electrones en condiciones de vacío, elevados gradientes de temperatura o la presencia de altos niveles de estrés mecánico.

Por otro lado, resulta necesario destacar que el conjunto de las pruebas no se ha limitado a la utilización de simulaciones sobre modelos desarrollados por otros equipos de investigación. Los cuatro filtros de microondas del presente trabajo han sido diseñados, modelados y optimizados dentro del grupo de investigación al que se adscribe este trabajo y, finalmente, fabricados expresamente y sin recurrir a departamentos externos. Este apunte aplica también para el conjunto de pruebas realizadas, las cuales han requerido una implicación directa lo que ha permitido un mayor rigor en el conjunto de resultados y conclusiones extraídos.

6.2. Líneas futuras

Las pruebas realizadas y los resultados extraídos permiten la continuación la línea de investigación de la que emana este trabajo. Si bien se ha realizado una gran cantidad de pruebas, existen otras tantas que permitirían la ampliación de los conocimientos asociados, así como una verificación más ferrea de los presentes filtros de microondas. Es el caso de la realización de las pruebas de *Shock* dentro del conjunto de pruebas de vibrado que, por no contar con las tecnologías necesarias, no han podido realizarse.

Por otro lado, resulta de gran interés el estudio de las características físicas de los materiales en función de la temperatura a la que están sometidos y, en concreto, cómo este fenómeno ambiental es capaz de cambiar la tangente de pérdidas de los materiales dieléctricos. Así como en el caso de la variación dimensional y de la variación en la permitividad, el fabricante provee de coeficientes térmicos de variación, para el caso de la tangente de pérdidas no hay información al respecto, dando así un punto de partida para nuevos estudios.

Finalmente, y aquí cabe hacer una mención especial, la verificación del comportamiento de los filtros ante el efecto multipactor resulta de gran interés y el próximo paso ha de consistir en el estudio de este fenómeno no solo a nivel simulacional sino a nivel experimental. Como se ha podido observar, en un primer momento, el objetivo de este trabajo ha sido la demostración de la viabilidad de los filtros no solo en base al estudio de su respuesta mediante el uso de softwares de simulación sino también partiendo de la realización de un conjunto de pruebas que, con gran rigor, cumplen con los estándares establecidos por la Agencia Espacial Europea. La realización de estas pruebas ha conllevado un gran estudio tanto teórico como práctico de los fenómenos físicos que ocurren a lo largo de la ejecución de una misión espacial. Además, ha obligado al equipo responsable de este proyecto a ponerse en contacto con distintos departamentos y equipos de investigación con el fin de obtener un proyecto multidisciplinar de calidad como esperamos que este proyecto sea. No obstante, las limitaciones económicas presentan, en ocasiones, barreras infranqueables y, en este caso, el elevado coste de la realización de las pruebas de multipactor, así como la escasísima disponibilidad del laboratorio donde se realizarían, ha hecho que esta haya sido la única prueba experimental que haya quedado en el tintero. Por supuesto, el objetivo de esta línea de investigación es el de completar esta prueba para los cuatro filtros y es, de este modo, la principal línea futura que de este proyecto se encauza. No obstante, se ha considerado que para lo que son los requerimientos de un trabajo final de máster, el presente proyecto excede sustancialmente lo que cabría esperar de un proyecto ordinario y por ello me siento orgulloso de poder presentarlo como culmen, no sé si definitivo o no, de mi trayectoria académica.

Bibliografía

- [1] *Space Engineering Testing, ECSS-E20-01A Rev.1*. ESA Requirements and Standards Division ESTEC, 2013.
- [2] *Space Engineering Testing, ECSS-E10-03A*. ESA Requirements and Standards Division ESTEC, 2002.
- [3] *Space Engineering Testing, ECSS-E-ST-10-03C*. ESA Requirements and Standards Division ESTEC, 2012.
- [4] W. Cui, X. Chen, Y. He and D. Sun, “A Compact Waveguide Connection for Space Applications Using Gap Waveguide Technology,” *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Krakow, Poland, 2019, pp. 1-3
- [5] O. Monerris, E. Diaz, J. Ruiz, and V. E. Boria, “Automatic, calibrated and accurate measurement of S-parameters in climatic chamber,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 6, pp. 412–414, June 2015.
- [6] M. Nohmi, “Initial experimental result of pico-satellite KUKAI on orbit,” *2009 International Conference on Mechatronics and Automation*, Changchun, 2009, pp. 2946-2951, doi: 10.1109/ICMA.2009.5246063.
- [7] M. Yamazaki, “Hands-on learning of space systems engineering by using classroom pico-satellite “HEPTA”,” *2015 7th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, Istanbul, 2015, pp. 825-829, doi: 10.1109/RAST.2015.7208454.
- [8] A. Belenguer, H. Esteban, and V. E. Boria, “Novel empty substrate integrated waveguide for high-performance microwave integrated circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 832–839, April 2014.
- [9] J. R. Sanchez, C. Bachiller, M. Julia, V. Nova, H. Esteban, and V. E. Boria, “Microwave filter based on substrate integrated waveguide with alternating dielectric line sections,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, pp. 990–992, Nov 2018
- [10] A. Belenguer, A. L. Borja, H. Esteban, and V. E. Boria, “High performance coplanar waveguide to empty substrate integrated coaxial line transition,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4027–4034, Dec 2015.
- [11] B. Palacin et al., “Multibeam antennas for very high throughput satellites in Europe: Technologies and trends,” *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, 2017, pp. 2413-2417, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928493.
- [12] M.C. Bachiller, *Métodos híbridos para el análisis y diseño eficiente de filtros avanzados para sistemas de comunicaciones espaciales*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia, 2010.

- [13] F. Diaz. *Comparative Study of H-plane Waveguide Filters Loaded with Dielectric Rods*. Proyecto Final de Carrera, Universidad Politécnica de Valencia, 2008.
- [14] R. Udiljak. *Multipactor in low pressure gas and in nonuniform RF field structures*. PhD, Chalmers University of Technology, Goteborg, 2007.
- [15] N. W. Ashcroft, N. D. Mermin, *Solid State Physics*. Harcourt College Publishers.
- [16] White, Mary. (2018). *Thermal Conductivity*. 10.1201/9780429468261-11.
- [17] Pluta, Zdzisław. (2012). Thermal Expansion of Solids. *Journal of Modern Physics*. 3. 793-802. 10.4236/jmp.2012.38104.
- [18] T. Svensson and F. Tell. *Stress Wave Propagation Between Different Materials*. Master's thesis in the Master's Programme Structural Engineering and Building Technology, Chalmers University of Technology, Gothenburg 2015.
- [19] Wang, L., 2007. *Foundations of Stress Waves*. Amsterdam: Elsevier
- [20] Jones, G.L., Kobett, D.R., 1963. Interaction of elastic waves in an isotropic solid. *J. Acoust. Soc. Amer.* 35, 5–10
- [21] Engelbrecht, Jüri. (2013). “Wave equations in mechanics”. *Estonian Journal of Engineering*. 19. 273. 10.3176/eng.2013.4.02.
- [22] Biryukov, S.V., Gulyaev, Y.V., Krylov, V.V., Plessky, V.P., 1995. *Surface Acoustic Waves in Inhomogeneous Media*. Berlin. Springer-Verlag.
- [23] Walley, S.M. Field, J.E.. (2016). *Elastic Wave Propagation in Materials*. 10.1016/B978-0-12-803581-8.02945-3.
- [24] Davison, L., 2008. *Fundamentals of Shock Wave Propagation in Solids*. Berlin: Springer.
- [25] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [26] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, Dedham, Mass., 1980
- [27] D. Deslandes and K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb 2001.
- [28] X. Chen and K. Wu, “Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 6, pp. 121–133, Sep. 2014.
- [29] A. L. Borja, A. Belenguer, H. Esteban and V. E. Boria, “Design and Performance of a High- Q Narrow Bandwidth Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at K_u -Band,” in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 977-979, Nov. 2017.
- [30] M. Bozzi, A. Georgiadis and K. Wu, “Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas,” in *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, 6 June 2011.

- [31] E. Díaz-Caballero, Á. Belenguer, H. Esteban, V. E. Boria, C. Bachiller and J. V. Morro, “Analysis and design of passive microwave components in substrate integrated waveguide technology,” *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Ottawa, ON, 2015, pp. 1-3.
- [32] J.R. Sánchez. *Reconfigurable Devices using Liquid Crystal at Microwave Frequencies in Substrate Integrated Waveguide*. PhD Dissertation, Universitat Politècnica de València, 2019.
- [33] J. M. Merello. *Desarrollo de dispositivos pasivos de microondas en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. Proyecto Final de Grado. universidad Politècnica de València, 2017.
- [34] J. M. Merello. *Diseño e implementación de un divisor de potencia Wilkinson en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. Proyecto Final de Máster, Universidad Politecnica de Valencia, 2019.
- [35] J. M. Merello, V. Nova, C. Bachiller, J. R. Sánchez, A. Belenguer and V. E. Boria Esbert, “Miniaturization of Power Divider and 90° Hybrid Directional Coupler for C-Band Applications Using Empty Substrate-Integrated Coaxial Lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 3055-3062, June 2018.
- [36] V. Nova. *Diseño de transiciones de banda ancha entre línea coplanar y guía de onda Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. Proyecto Final de Máster. Valencia: U. Politècnica de Valencia, 2016.
- [37] H. Esteban, A. Belenguer, J. R. Sánchez, C. Bachiller and V. E. Boria, “Improved Low Reflection Transition From Microstrip Line to Empty Substrate-Integrated Waveguide,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 8, pp. 685-687, Aug. 2017.
- [38] E. Miralles, H. Esteban, C. Bachiller, A. Belenguer and V. E. Boria, “Improvement for the design equations for tapered Microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions,” *2011 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Torino, 2011, pp. 652-655, doi: 10.1109/ICEAA.2011.6046418.
- [39] F. Quiles, Á. Belenguer, J. Á. Martínez, V. Nova, H. Esteban and V. Boria, “Compact Microstrip to Empty Substrate-Integrated Coaxial Line Transition,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 12, pp. 1080-1082, Dec. 2018.
- [40] Anritsu Company. *Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics*. R. Schwarz Editor, 2008.
- [41] T. Djerafi, K. Wu, and D. Deslandes, “A temperature-compensation technique for substrate integrated waveguide cavities and filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2448–2455, Aug 2012.
- [42] T. Martin, A. Ghiotto, T. Vuong, and F. Lotz, “Self-temperaturecompensated air-filled substrate-integrated waveguide cavities and filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 8, pp. 3611–3621, Aug 2018.