

TRABAJO FIN DE GRADO



UCAM

UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE MURCIA

Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías de onda integradas en sustrato mediante la aplicación de plasmones de superficie

Autora:

Lucía Valls Pérez

Directora:

Dr. Clara Máximo Gutiérrez

Murcia, Junio de 2025

TRABAJO FIN DE GRADO



UCAM

UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE MURCIA

Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías de onda integradas en sustrato mediante la aplicación de plasmones de superficie

Autora:

Lucía Valls Pérez

Directora:

Dr. Clara Máximo Gutiérrez

Murcia, Junio de 2025

Agradecimientos

A mis padres, por hacerme quien soy y quererme muy fuerte, a Juan Carlos por apoyarme siempre y a mi tutora Clara Máximo Gutiérrez por saber guiarme en esta etapa tan dura, pero sobre todo, por enseñarme tanto.

Listado de Abreviatura

AEDT, Ansys Electronics Desktop, plataforma de simulación electromagnética.

BPF, Band Pass Filter, filtro paso banda que permite frecuencias dentro de un rango específico.

CAD, Computer-Aided Design, diseño asistido por ordenador (contexto implícito en HFSS).

DGS, Defected Ground Structure, estructuras con defectos en el plano de tierra para modificar propiedades electromagnéticas.

HFSS, High Frequency Structure Simulator, software de simulación basado en el método de elementos finitos.

HMSIW, Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, versión reducida de SIW con menor tamaño y frecuencia de corte desplazada.

PCB, Printed Circuit Board, placa de circuito impreso sobre la que se montan componentes electrónicos.

PEC, Perfect Electric Conductor, conductor perfecto usado en condiciones de frontera.

RF, Radio Frequency, frecuencias utilizadas para transmisión de señales de radio.

SIW, Substrate Integrated Waveguide, guía de onda integrada en sustrato que simula el comportamiento de una guía metálica.

SPP, Surface Plasmon Polariton, modo de onda confinado que se propaga por la interfaz entre un metal y un dieléctrico.

SSPP, Spoof Surface Plasmon Polariton, versión artificial de los SPP en frecuencias de microondas.

VNA, Vector Network Analyzer, instrumento para medir los parámetros S de dispositivos RF y microondas.

ÍNDICE

RESUMEN	19
1. INTRODUCCIÓN	23
2. JUSTIFICACIÓN	25
3. MARCO TEÓRICO	27
3.1. ANSYS Electronics Desktop Student 2024 R2	27
3.1.1. HFSS	28
3.1.2. Flujo de trabajo en HFSS	29
3.1.3. Project Manager	30
3.1.4. PyAEDT	31
3.2. Comunicaciones Satelitales	32
3.2.1. Banda Ku	32
3.2.2. Banda Ka	33
3.3. Tecnología SIW	34
3.3.1. Tipos de guías integradas y estructura SIW	35
3.4. SSPP	39
3.4.1. Conversión del modo TE ₁₀ al modo SSPP	41
3.4.2. Uso de fractales	42
3.4.3. Criterio de Bragg	44
3.5. Filtros de microondas	46
3.5.1. Filtros propagativos y evanescentes	46
3.5.2. Actualidad en filtros de microondas en tecnología SIW y en el uso de estructuras SSPP	46
3.5.3. Parámetros S	49
4. OBJETIVOS	53
4.1. Objetivo General	53
4.2. Objetivos Específicos	53
5. METODOLOGÍA	55
5.1. Cálculo de los parámetros de la estructura SIW	56
5.2. Diseño de la estructura SIW con HFSS	59
5.3. Simulación de la estructura SIW con HFSS	64
5.4. Análisis de los parámetros S de la estructura SIW	66
5.5. Diseño del fractal	69
5.6. Simulación de celdas periódicas con modos SSPP	73
5.7. Diseño de las transiciones	81
5.8. Diseño del filtro con y sin transiciones	87
5.9. Análisis de la respuesta espectral de los filtros con y sin transiciones	89
5.10. Optimización de los filtros	93
5.11. Diseño de los filtros con mayor separación entre fractales	100
5.12. Consideraciones de la metodología llevada a cabo	107
6. RESULTADOS	109
6.1. Parámetros empleados en las transiciones	109
6.2. Análisis de los resultados obtenidos	112

6.3. Análisis técnico – Filtros con transiciones de 6 celdas periódicas SSPP	128
6.4. Comparación de pérdidas por radiación	129
6.5. Optimización de los diseños elegidos	134
6.6. Comparativa con otros filtros existentes	137
7. CONCLUSIONES	141
7.1. Líneas futuras	141
8. REFLEXIÓN Y VALORACIÓN PERSONAL	143
9. REFERENCIAS	145
10. ANEXOS	153
10.1. Anexo 1. Código del fractal de Koch con base de triángulo equilátero.	153
10.2. Anexo 2. Código del fractal de Koch con base hexagonal.	155
10.3. Anexo 3. Ejemplo básico de uso de la librería PyAEDT.	158
10.4. Anexo 4. Cálculo de las pérdidas por radiación.	159

ÍNDICE DE ELEMENTOS GRÁFICOS

FIGURA

Fig. 3.1. Icono de ANSYS Electronics Desktop Student en el escritorio.	27
Fig. 3.2. HFSS, Maxwell, Q3D Extractor, Circuit, Icepack y Simplorer.	28
Fig. 3.3. Pantalla de inicio de HFSS.	28
Fig. 3.4. Diferentes geometrías HFSS.	29
Fig 3.5. Project Manager de HFSS.	31
Fig. 3.6. Topología de un desplazador de fase de una guía SINRD de película delgada [18].	36
Fig. 3.7. Vista ampliada de la guía de imágenes integrada (aislada) en sustrato (SIIG) [19].	36
Fig. 3.8. Estructura de SIW y HMSIW [20].	38
Fig. 3.9. Distribución del campo dominante de HMSWI y SIW [20].	38
Fig. 3.10. Corte de una SIFW y una SISW [20].	39
Fig. 3.11. Construcción básica del copo de nieve de Koch [31].	43
Fig. 3.12. Diagrama de la diferencia de camino tópico.	45
Fig. 5.1. Línea temporal de la metodología seguida.	56
Fig. 5.2. Guía de onda SIW con postes metálicos.	60
Fig. 5.3. Operación booleana de sustracción.	61
Fig. 5.4. Sustrato con los postes extraídos.	61
Fig. 5.5. Selección de cuadrícula en modo YZ.	61
Fig. 5.6. Ventana de configuración de los puertos.	62
Fig. 5.7. Caja de radiación.	63
Fig. 5.8. Estructura del modelo de la guía SIW en HFSS.	64
Fig. 5.9. Ventana general del Analysis Setup.	65
Fig. 5.10. Ventana general del barrido de frecuencia.	65
Fig. 5.11. Validación del modelo.	66
Fig. 5.12. Creación de la gráfica de los parámetros S.	67
Fig. 5.13. Gráfica de los parámetros S para la banda Ku.	68
Fig. 5.14. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los parámetros S para la banda Ku.	68
Fig. 5.15. Gráfica de los parámetros S para la banda Ka.	69
Fig. 5.16. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los parámetros S para la banda Ka.	69
Fig. 5.17. Fractal de Koch de orden 3 con base de triángulo equilátero.	70
Fig. 5.18. Fractal de Koch de orden 3 con base hexagonal.	71
Fig. 5.19. Creación del parámetro k.	71
Fig. 5.20. Fractal de orden 1 en tres dimensiones tras aplicar Connect.	72
Fig. 5.21. Operación Subtract entre Top y el fractal de Koch.	72
Fig. 5.22. Vista de la capa Top con el fractal sustraído.	73
Fig. 5.23. Vista de la guía de onda al completo con el fractal sustraído.	73
Fig. 5.24. Tipo de solución en análisis de modos propios (Eigenmode Solver).	74
Fig. 5.25. Desplazamiento de fase en las condiciones maestro-esclavo.	75

Fig. 5.26. Celda con las condiciones de maestro-esclavo.	75
Fig. 5.27. Parámetros en Optimetrics.	76
Fig. 5.28. Gráfica de la frecuencia del primer modo propio según k en la banda Ka, con una longitud de la celda de 4mm y un fractal de orden 3.	76
Fig. 5.29. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los modos propios para una celda de 4mm y orden 3 en la banda Ka.	77
Fig. 5.30. Gráfica de la frecuencia del primer modo propio según la longitud de la celda en la banda Ku, con un valor de escala de 5 y un fractal de orden 3.	77
Fig. 5.31. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los modos propios para una celda de $k = 5$ y orden 3 en la banda Ku.	78
Fig. 5.32. Gráfica del comportamiento de la celda en la banda Ku con un valor de la variable k de 6.5 y una longitud de la celda de 0.286λ .	80
Fig. 5.33. Frecuencia de corte de la celda con valor de k de 6.5 y longitud de celda de 0.286λ para la banda Ku.	80
Fig. 5.34. Diseño de la celda periódica en la banda Ku con un valor de k de 6.5 y una longitud de la celda de 0.286λ .	80
Fig. 5.35. Gráfica del estudio de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.	83
Fig. 5.36. Frecuencia de corte de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.	83
Fig. 5.37. Gráfica individual de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.	83
Fig. 5.38. Gráfica del estudio de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.	84
Fig. 5.39. Frecuencia de corte de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.	84
Fig. 5.40. Gráfica individual de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.	84
Fig. 5.41. Gráfica del estudio de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.	85
Fig. 5.42. Frecuencia de corte de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.	86
Fig. 5.43. Gráfica individual de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.	86
Fig. 5.44. Gráfica del estudio de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.	86
Fig. 5.45. Frecuencia de corte de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.	87
Fig. 5.46. Gráfica individual de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.	87
Fig. 5.47. Filtro sin transiciones en la banda Ku.	88
Fig. 5.48. Filtro sin transiciones en la banda Ka.	88
Fig. 5.49. Filtro con transiciones en la banda Ku.	89
Fig. 5.50. Filtro con transiciones en la banda Ka.	89
Fig. 5.51. Gráfica de los parámetros S del filtro sin transiciones en banda Ku.	90
Fig. 5.52. Gráfica de los parámetros S del filtro sin transiciones en banda Ka.	90
Fig. 5.53. Gráfica de los parámetros S del filtro con transiciones en banda Ku.	91
Fig. 5.54. Gráfica de los parámetros S del filtro con transiciones en banda Ka.	91

Fig. 5.55. Parámetros a optimizar.	95
Fig. 5.56. Gráfica de los parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ka.	97
Fig. 5.57. Gráfica de los mejores parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ka.	98
Fig. 5.58. Gráfica de los mejores parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ku.	99
Fig. 5.59. Frecuencia de corte de la celda de referencia en banda Ku con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.	101
Fig. 5.60. Frecuencia de corte de la primera transición en banda Ku con $k = 4.5$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.	101
Fig. 5.61. Frecuencia de corte de la segunda transición en banda Ku con $k = 2.75$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.	102
Fig. 5.62. Frecuencia de corte de la tercera transición en banda Ku con $k = 1$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.	102
Fig. 5.63. Frecuencia de corte de la primera transición en banda Ka con $k = 2$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.	103
Fig. 5.64. Frecuencia de corte de segunda transición en banda Ka con $k = 1.5$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.	103
Fig. 5.65. Frecuencia de corte de la tercera transición en banda Ka con $k = 1$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.	104
Fig. 5.66. Filtro con los fractales más separados	104
Fig. 5.67. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ku con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.	105
Fig. 5.68. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ku ampliada con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.	105
Fig. 5.69. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ka con $k = 2$ y largo de la celda 4.5 mm con fractal de orden 3.	106
Fig. 6.1. Diagrama de dispersión de la relación entre frecuencia y factor de escala k en celdas Ku.	110
Fig. 6.2. Diagrama de dispersión de la relación entre frecuencia y factor de escala k en celdas Ka.	111
Fig. 6.3. Celda con fractal integrado.	112
Fig. 6.4. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ka.	113
Fig. 6.5. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ka.	113
Fig. 6.6. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal integrado en banda Ka.	114
Fig. 6.7. Celda con círculo interno.	114
Fig. 6.8. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con círculo interno en banda Ka.	115
Fig. 6.9. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con círculo interno en banda Ka.	115
Fig. 6.10. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con círculo interno en banda Ka.	116
Fig. 6.11. Celda con fractal de orden 2.	116
Fig. 6.12. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda	

Ka.	117
Fig. 6.13. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ka.	117
Fig. 6.14. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 2 en banda Ka.	118
Fig. 6.15. Celda con fractal de orden 1.	118
Fig. 6.16. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.	119
Fig. 6.17. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.	119
Fig. 6.18. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.	120
Fig. 6.19. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ku.	121
Fig. 6.20. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ku.	122
Fig. 6.21. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal integrado en banda Ku.	122
Fig. 6.22. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con círculo interno en banda Ku.	123
Fig. 6.23. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con círculo interno en banda Ku.	123
Fig. 6.24. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con círculo interno en banda Ku.	124
Fig. 6.25. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.	124
Fig. 6.26. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.	125
Fig. 6.27. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.	125
Fig. 6.28. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.	126
Fig. 6.29. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.	126
Fig. 6.30. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.	127
Fig. 6.31. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 4 celdas SSPP en banda Ku.	131
Fig. 6.32. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 6 celdas SSPP en banda Ku.	131
Fig. 6.33. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro con fractales de orden 2 con 4 celdas SSPP en banda Ka.	132
Fig. 6.34. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro con fractales de orden 2 con 6 celdas SSPP en banda Ka.	133
Fig. 6.35. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 4 celdas SSPP en banda Ka.	133
Fig. 6.36. Filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda Ku.	134
Fig. 6.37. Banda frecuencial del filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda Ku.	135
Fig. 6.38. Parámetros para el diseño del filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda	

Ku.	135
Fig. 6.39. Filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.	136
Fig. 6.40. Banda frecuencial del filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.	136
Fig. 6.41. Parámetros para el diseño del filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.	137

TABLA

Tabla 3.1. Interpretación física de los parámetros S_{ij}	50
Tabla 5.1. Valores de los parámetros de la guía SIW para las bandas Ku y Ka.....	57
Tabla 5.2. Resumen de los cálculos de los parámetros de la guía SIW para las bandas Ku y Ka.....	58
Tabla 5.3. Resumen técnico de ventajas de incluir transiciones.....	92
Tabla 5.4. Resultados de la optimización para la banda Ka.....	96
Tabla 6.1. Valores de las transiciones para la banda Ku.....	109
Tabla 6.2. Valores de las transiciones para la banda Ka.....	111
Tabla 6.3. Resumen de todos los filtros en la banda Ka.....	120
Tabla 6.4. Resumen de todos los filtros en la banda Ku.....	127
Tabla 6.5. Resultados de aumentar el filtro a 6 celdas SSPP.....	128
Tabla 6.6. Comparativa de pérdidas de radiación.....	134
Tabla 6.7. Comparativa del filtro Ku propuesto con otros filtros existentes.....	138
Tabla 6.8. Características del filtro definitivo en banda Ka.....	138
Tabla 6.9. Comparativa del uso de fractales frente al uso de ranuras rectangulares..	139
Tabla 6.10. Comparativa del uso de fractales en SIW frente a microstrip.....	140

RESUMEN

El presente TFG aborda el diseño, simulación y optimización de filtros paso-banda de microondas para las bandas Ku y Ka mediante guías de onda integradas en sustrato (SIW) y la excitación de plasmones de superficie artificiales (SSPP). La motivación radica en la necesidad de dispositivos más compactos, con menores pérdidas e integrables en plataformas satelitales y 5G, donde las soluciones comerciales convencionales resultan voluminosas y costosas. Se planteó como objetivo desarrollar filtros que mejorasen el confinamiento del campo electromagnético y redujesen el tamaño, y como objetivos específicos: caracterizar SIW y SSPP, analizar el impacto de geometrías fractales, comparar configuraciones y proponer guías de diseño futuras. La metodología combinó una revisión teórica con el empleo de ANSYS HFSS y scripts PyAEDT para automatizar modelos paramétricos. Se realizaron barridos y optimizaciones (algoritmos genético, PSO y gradiente) sobre parámetros como el factor de escala k , la separación entre celdas y la longitud efectiva, evaluando los parámetros S y la dispersión modal. Tras optimizar la celda SSPP se redujo $|S_{21}|$ y se alcanzó un $|S_{11}| < -16$ dB en la banda de paso de la banda Ku y un $|S_{11}| < -18$ dB en la banda de paso de la banda Ka. El análisis de la respuesta en frecuencia concluyó que la topología de fractal de orden 3 con 4 celdas SSPP para la banda Ku y la topología de fractal de orden 2 con 4 celdas SSPP para la banda Ka, son las que ofrecen el mejor compromiso entre tamaño, pérdidas y potencia radiada. En conclusión, la integración SIW-SSPP permite realizar filtros altamente miniaturizados y de bajo coste, capaces de operar eficazmente en las bandas Ku/Ka. Las pautas de diseño derivadas —evitar fractales con poca distancia de separación entre sí, emplear optimización multivariable y considerar estructuras multiescala— proporcionan una base para futuros desarrollos de filtros integrables en sistemas de comunicación avanzados.

Palabras claves: Filtros pasa banda, microondas, guía de onda integrada en sustrato (SIW), plasmones de superficie artificiales (SSPP), geometrías fractales.

ABSTRACT

This Bachelor's Thesis focuses on the design, simulation and optimization of microwave band-pass filters for the Ku and Ka bands, using substrate integrated waveguides (SIW) and artificial surface plasmon polaritons (SSPP). The motivation comes from the need for more compact devices, with lower losses and easier integration into satellite and 5G platforms, where conventional commercial solutions are usually bulky and expensive. The main goal was to develop filters that could improve electromagnetic field confinement and reduce the total size. Specific objectives included the characterization of SIW and SSPP structures, the analysis of fractal geometries, comparison of different configurations and proposing future design guidelines. The methodology combined theoretical review with the use of ANSYS HFSS and PyAEDT scripts to automate parametric models. Sweeps and optimizations (genetic algorithm, PSO and gradient method) were done on parameters like the scale factor k , cell spacing and effective length, evaluating S-parameters and modal dispersion. After optimizing the SSPP unit cell, $|S_{21}|$ was reduced and $|S_{11}|$ reached values below -16 dB inside the passband of Ku band and below -18 dB inside the passband of Ka band. The analysis of the frequency response concluded that the third-order fractal topology with 4 SSPP cells (for Ku band) and the second-order fractal with 4 SSPP cells (for Ka band) gave the best balance between size, losses and radiated power. In conclusion, the SIW-SSPP integration allows for highly miniaturized and low-cost filters that can operate efficiently in the Ku/Ka bands. The design guidelines obtained — avoiding fractals with low spacing, using multivariable optimization and considering multiscale structures — offer a solid base for future development of filters that can be integrated into advanced communication systems.

Keywords: Band-pass filters, microwaves, Substrate Integrated Waveguide (SIW), Spoof Surface Plasmon Polaritons (SSPP), fractal geometries.

1. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de tecnologías de comunicación avanzadas ha evolucionado rápidamente en las últimas décadas, impulsado por la necesidad de transmitir información a mayores velocidades, con mayor fiabilidad y en un espectro de frecuencias cada vez más amplio. En este marco, las bandas Ku y Ka han adquirido una relevancia especial, ya que permiten soportar servicios de alta capacidad como las comunicaciones satelitales, la transmisión de datos en redes de nueva generación y la observación terrestre por radar [7]. El diseño de dispositivos capaces de operar eficientemente en estas bandas plantea importantes retos en cuanto a tamaño y eficiencia energética. No obstante, muchas de las soluciones comerciales existentes presentan limitaciones en cuanto a tamaño, coste o compatibilidad con tecnologías integradas. Entre los componentes esenciales en estos sistemas, los filtros de microondas destacan por su papel en la selección y supresión de frecuencias específicas, lo que los convierte en elementos críticos en el rendimiento global del sistema.

Ante esta necesidad, han surgido nuevas tecnologías que buscan equilibrar prestaciones electromagnéticas avanzadas con viabilidad de fabricación e integración, como es el caso de las guías de onda integradas en sustrato (SIW) [16]. Además, la incorporación de conceptos basados en plasmones de superficie artificiales (SSPP) [24] ha abierto nuevas posibilidades para la miniaturización y mejora del control de la señal. A través del uso de herramientas de simulación electromagnética, se estudian distintas configuraciones geométricas orientadas a mejorar el rendimiento en frecuencia y la integrabilidad en sistemas de comunicaciones de altas prestaciones.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

JUSTIFICACIÓN

2. JUSTIFICACIÓN

Este TFG se justifica por la necesidad de diseñar filtros más compactos, eficientes y adaptables a entornos tecnológicos exigentes. Las guías de onda integradas en sustrato ofrecen una alternativa atractiva frente a tecnologías más voluminosas o costosas, al permitir una integración directa sobre sustratos dieléctricos mediante procesos estándar de fabricación de circuitos impresos [16]. Además, la implementación de SSPP aporta una solución innovadora. Estas ondas superficiales, que imitan el comportamiento de los plasmones de superficie ópticos pero en frecuencias de microondas, permiten confinar fuertemente el campo electromagnético, abriendo la puerta al diseño de filtros de tamaño reducido sin sacrificar el rendimiento [28].

La elección de esta línea de investigación se justifica por su actualidad y aplicabilidad en múltiples campos de vanguardia, incluyendo comunicaciones satelitales, radares de alta resolución, sistemas 5G y sensores de alta frecuencia. Además, el enfoque adoptado, basado en herramientas avanzadas de simulación como HFSS y metodologías de diseño asistido por Python, no solo contribuye al cuerpo de conocimiento técnico, sino que también promueve el desarrollo de competencias prácticas y multidisciplinarias en el ámbito del diseño electromagnético. A su vez, se investigan distintas configuraciones estructurales para analizar cómo la geometría fractal y la escala de periodicidad afectan a la dispersión, a la selectividad y a la adaptación de impedancia en filtros destinados a operar en las bandas Ku y Ka. Por tanto, este trabajo responde a una necesidad real en la industria de las telecomunicaciones y contribuye a la exploración de nuevas estrategias de diseño que pueden marcar la diferencia en términos de eficiencia, integración y adaptabilidad de los futuros sistemas electrónicos de alta frecuencia.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

3. MARCO TEÓRICO

3.1. ANSYS Electronics Desktop Student 2024 R2

ANSYS Electronics Desktop Student (Fig. 3.1) es una versión gratuita y limitada del software ANSYS Electronics Desktop, diseñada específicamente para estudiantes [1].



Fig. 3.1. Icono de ANSYS Electronics Desktop Student en el escritorio.

Incluye acceso a herramientas como ANSYS HFSS (High-Frequency Structure Simulator), Maxwell, Q3D Extractor y Simplorer (Fig. 5.2), que permiten la simulación de campos electromagnéticos, análisis de circuitos y diseño de componentes electrónicos. Así como la integración de múltiples simulaciones dentro de un mismo entorno de trabajo y facilita la optimización de diseños electrónicos mediante estudios de variabilidad de parámetros. Aunque ofrece muchas funcionalidades, la versión Student tiene restricciones en el tamaño máximo de los modelos y en el uso de ciertos módulos avanzados. Generalmente se utiliza para el diseño y la simulación de antenas y sistemas de radiofrecuencia, el modelado y análisis de circuitos eléctricos y electromagnéticos, la evaluación de la compatibilidad electromagnética (EMC/EMI), la simulación de dispositivos electrónicos en alta frecuencia y baja frecuencia y para el diseño de componentes de telecomunicaciones, como filtros, guías de onda y resonadores.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

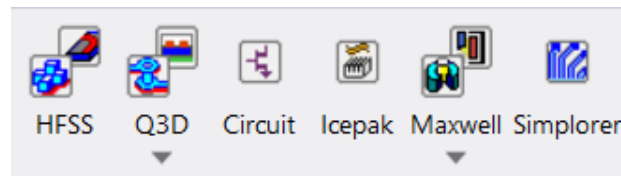


Fig. 3.2. HFSS, Maxwell, Q3D Extractor, Circuit, Icepack y Simplorer.

3.1.1. HFSS

HFSS es un simulador de campos electromagnéticos de alta frecuencia que analiza el comportamiento de estructuras tridimensionales bajo la excitación de ondas electromagnéticas. Utiliza el método de elementos finitos (FEM) para resolver las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia y predecir con alta precisión el comportamiento de los dispositivos. El FEM es una técnica numérica en la que un dominio complejo se divide en pequeñas partes llamadas elementos finitos. HFSS utiliza esta técnica para discretizar la estructura, permitiendo calcular distribuciones de campo eléctrico y magnético, impedancias, pérdidas y otros parámetros clave. Considerando a su vez efectos como la dispersión, el acoplamiento, la reflexión y la transmisión en dispositivos de microondas y RF.

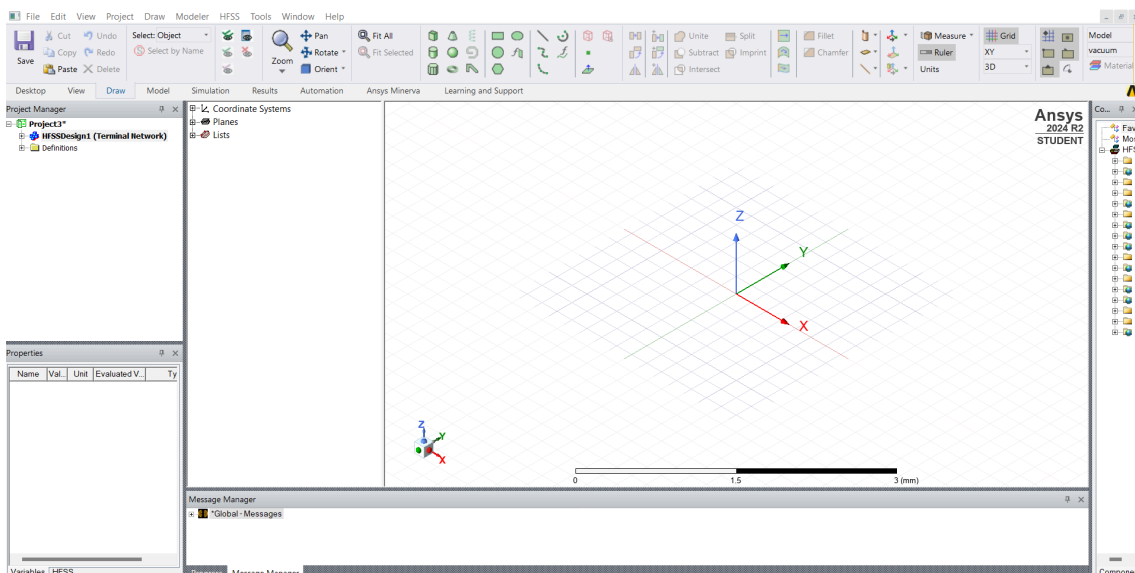


Fig. 3.3. Pantalla de inicio de HFSS.

Incluye el diseño y análisis de antenas de parche, antenas de ranura, antenas Yagi, reflectores parabólicos, matrices de antenas, etc, de los que se pueden obtener parámetros como diagramas de radiación, impedancia de

MARCO TEÓRICO

entrada, ganancia y eficiencia. Modela estructuras de guías de onda rectangulares, cilíndricas y dieléctricas, así como filtros de microondas y calcula los modos propagantes, la dispersión y los coeficientes de transmisión y reflexión (S-parameters). Entre sus funciones destaca la simulación de líneas de transmisión, circuitos de microstrip y stripline, y estructuras de interconexión de alta velocidad, así como la evaluación de pérdidas por diafonía (crosstalk), impedancias de línea, retardos de señal y efectos de dispersión. HFSS evalúa interferencias electromagnéticas y compatibilidad electromagnética en dispositivos electrónicos y sistemas de comunicación, permitiendo analizar blindajes electromagnéticos y filtrado de señales. A continuación se muestra el flujo de trabajo llevado a cabo en este trabajo mediante la herramienta de software HFSS, la cual se ha empleado para el análisis electromagnético de los filtros de microondas diseñados.

3.1.2. Flujo de trabajo en HFSS

- Paso 1: Creación del modelo 3D. Se define la geometría (Fig. 3.4) del dispositivo a simular (antena, guía de onda, línea de transmisión, etc.) y se asignan los materiales (conductores, dieléctricos, sustratos).



Fig. 3.4. Diferentes geometrías HFSS.

- Paso 2: Definición de las condiciones de contorno. Se configuran las condiciones de borde, como paredes perfectas conductoras (PEC), bordes abiertos (para simular entornos infinitos) y excitaciones (puertos de entrada y salida).
- Paso 3: Malla de elementos finitos. HFSS genera automáticamente una malla de elementos finitos adaptativa, refinándola en las regiones de mayor interés para obtener resultados más precisos.
- Paso 4: Cálculo y postprocesado de resultados. Se ejecuta la simulación para obtener parámetros como los parámetros S (S-parameters, de reflexión, transmisión y adaptación de impedancia), la distribución de

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

campos electromagnéticos (E y H) dentro del dispositivo, el diagrama de radiación en antenas y la eficiencia o las pérdidas en circuitos de microondas.

3.1.3. *Project Manager*

El Project Manager de HFSS es el panel donde se organiza y gestiona la estructura del proyecto. En la Fig. 3.5, se muestra un proyecto llamado "Prueba" que contiene un diseño llamado "HFSSDesign1 (Terminal Network)". Dentro de este diseño, hay varias carpetas que agrupan diferentes aspectos del análisis electromagnético.

- 3D Components: Contiene los componentes 3D usados en el diseño.
- Model: Incluye la geometría y materiales del modelo.
- Circuit Elements: Se usa cuando se integran elementos de circuito en el diseño.
- Boundaries: Define las condiciones de frontera del modelo, como superficies perfectamente conductoras o condiciones de radiación.
- Excitations: Contiene las excitaciones aplicadas al modelo, como fuentes de onda o puertos.
- Mesh: Gestiona la malla utilizada para discretizar el dominio de simulación.
- Analysis: Configura las simulaciones, incluyendo los rangos de frecuencia y parámetros de barrido.
- Optimetrics: Se usa para análisis paramétricos y optimización del diseño.
- Results: Almacena los resultados de la simulación, como S-parameters y datos de campo.
- Port Field Display: Permite visualizar los campos en los puertos de excitación.
- Field Overlays: Muestra visualizaciones de los campos electromagnéticos en el modelo.
- Radiation: Contiene configuraciones relacionadas con la radiación, como patrones de antena.

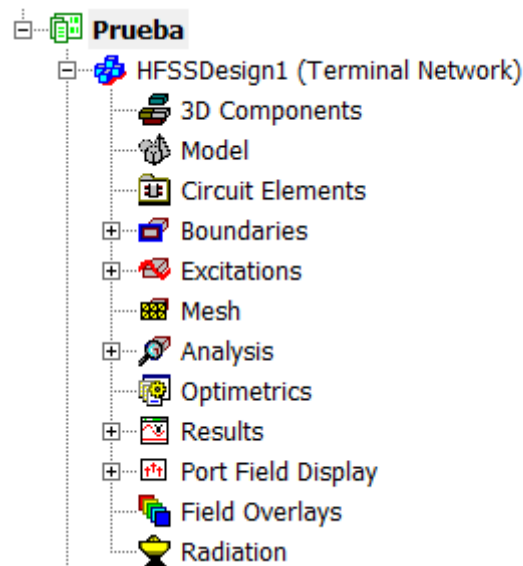


Fig 3.5. Project Manager de HFSS.

3.1.4. PyAEDT

PyAEDT es una biblioteca de Python desarrollada por Ansys que permite la automatización y control de Ansys Electronics Desktop (AEDT). Su objetivo es facilitar la automatización de simulaciones electromagnéticas, térmicas y de circuitos en Ansys, permitiendo generar modelos, ejecutar análisis y extraer resultados sin necesidad de interacción manual con la interfaz gráfica. Esto resulta útil para la automatización de tareas repetitivas como la creación y modificación de geometrías, la configuración de materiales y condiciones de frontera, la definición de excitaciones y parámetros de simulación y la generación de mallas y ejecución de análisis. Además, permite ejecutar simulaciones en modo no gráfico (headless mode), lo que es ideal para entornos de servidores y optimización de diseños sin necesidad de abrir Ansys manualmente. Proporciona acceso a resultados y postprocesado, como la extracción de gráficos, datos de dispersión (S-parameters), distribuciones de campos eléctricos y magnéticos, entre otros o la generación de informes automáticos en formatos como CSV, Excel o imágenes. A su vez, es compatible con otras herramientas de Python, pudiendo integrarse con NumPy, SciPy, Matplotlib y Pandas para análisis avanzados y optimización. En el Anexo 3 se adjunta un ejemplo básico de cómo usar esta librería para automatizar la creación, simulación y análisis de una guía de onda.

3.2. Comunicaciones Satelitales

Las comunicaciones satelitales han experimentado avances significativos en los últimos años, impulsados por la necesidad de conexiones más rápidas, seguras y eficientes. Los avances en la tecnología de satélites de alta órbita han permitido transmitir grandes volúmenes de datos a velocidades sorprendentes, mejorando la eficiencia y calidad de las comunicaciones [2]. La proliferación de satélites en órbitas bajas (LEO) ha ampliado la cobertura, permitiendo conexiones en áreas previamente desatendidas y reduciendo la latencia en las comunicaciones. La combinación de comunicaciones satelitales con inteligencia artificial y enlaces ópticos de SpectralGeo está revolucionando sectores como la agricultura, donde el monitoreo en tiempo real y la gestión eficiente de recursos son ahora posibles [3]. Por otro lado, un estudio realizado por NovaSpace [4] reveló que los satélites definidos por software ofrecen flexibilidad para adaptarse a diferentes misiones y requisitos, permitiendo actualizaciones y reconfiguraciones desde tierra sin necesidad de cambios físicos en el hardware. Además, la implementación de enlaces ópticos mejora la velocidad y seguridad de las comunicaciones, siendo especialmente útil en situaciones de emergencia donde las infraestructuras terrestres están comprometidas [5].

3.2.1. Banda Ku

La banda Ku (12-18 GHz) es una de las más utilizadas en comunicaciones satelitales debido a su equilibrio entre capacidad de transmisión, cobertura y resistencia a interferencias. Se encuentra entre la banda C (4-8 GHz) y la banda Ka (26-40 GHz) [6]. Posee una mayor capacidad de datos en comparación con la banda C, las antenas son de tamaño más compacto, ideales para terminales móviles y VSATs y presenta menos congestión y mayor disponibilidad en comparación con la banda C. Sin embargo, cuenta con una mayor sensibilidad a la atenuación por lluvia y a las condiciones atmosféricas y requiere tecnologías de compensación como control adaptativo de potencia. Sus principales aplicaciones son la televisión satelital, Direct-to-Home (DTH) como DirecTV y Dish Network, internet satelital, Starlink (en algunas frecuencias), HughesNet, Viasat, comunicaciones en

MARCO TEÓRICO

aviones y barcos con enlaces de banda ancha en movilidad y sistemas militares, ofreciendo comunicaciones seguras en operaciones remotas [7].

3.2.2. *Banda Ka*

La banda Ka (26.5 - 40 GHz) ha emergido como una opción clave para comunicaciones satelitales, radares, y enlaces de alta velocidad debido a su amplio ancho de banda y menor congestión en comparación con bandas inferiores como Ku y C. A medida que la frecuencia aumenta, la propagación de la señal se ve afectada por diversos factores ambientales, como la atenuación por lluvia, en la que la banda Ka experimenta pérdidas significativas debido a la absorción y dispersión por gotas de agua. Así como la absorción por gases atmosféricos, ya que el oxígeno y el vapor de agua contribuyen a la pérdida de señal y también los efectos de refracción y dispersión, dado que se presentan fluctuaciones en la propagación debidas a variaciones en la densidad del aire [7].

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) ha asignado la banda Ka para diferentes aplicaciones, dividiéndola en segmentos para enlaces ascendentes y descendentes en satélites geoestacionarios y no geoestacionarios. Algunas de las aplicaciones de esta banda son el Radar de Apertura Sintética (SAR), utilizado en aplicaciones de observación terrestre, los radares de monitoreo meteorológico, que permiten una mayor resolución en el estudio de fenómenos atmosféricos, backhaul para estaciones base 5G, con el uso de la banda Ka para la interconexión de celdas urbanas y las redes de acceso fijas, con comunicaciones punto a punto de alta velocidad en zonas densamente pobladas. Además, se utilizan técnicas de diversificación espacial como el uso de múltiples antenas para reducir pérdidas, la modulación adaptativa, es decir, el ajuste dinámico de la modulación según condiciones del canal y a su vez beamforming y MIMO, con la implementación de arreglos de antenas para maximizar la eficiencia espectral [7].

Actualmente en esta banda se están desarrollando amplificadores de alta potencia (HPA) gracias a los avances en tecnologías de GaN y SiGe para mejorar la eficiencia, además de antenas de conformación activa mediante diseños reconfigurables para optimizar la direccionalidad de la señal. Las

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

futuras líneas de investigación incluyen el desarrollo de materiales avanzados para reducir pérdidas en componentes pasivos, la exploración de técnicas de fotorrecepción en enlaces híbridos de comunicaciones y los filtros y multiplexores en guía de onda SIW, mediante diseños compactos y eficientes para sistemas satelitales [8].

3.3. Tecnología SIW

La evolución de las guías de transmisión ha estado marcada por un enfoque creciente hacia la tecnología planar, especialmente a partir de la mitad del siglo XX, con el desarrollo de líneas de transmisión como la microstrip y sus variantes. Las líneas de microstrip y coplanar operan en un modo cuasi-TEM, lo que permite una propagación eficiente de las señales a frecuencias altas. Además, son capaces de manejar grandes anchos de banda, lo que las hace útiles en aplicaciones de comunicaciones de alta frecuencia. Estas líneas pueden integrarse fácilmente con otros componentes de circuitos integrados, tanto pasivos como activos, lo que facilita la miniaturización de los sistemas. Gracias a su diseño planar, pueden fabricarse a menor coste y en tamaños reducidos, lo que es esencial para la creación de dispositivos compactos y ligeros [9].

Además, la tecnología planar es compatible con diversas tecnologías de circuitos integrados (CIs) en 2D y 3D, como los RFIC (Radio Frequency Integrated Circuits), MICs (Microwave Integrated Circuits) y MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits), lo que la convierte en una opción versátil para una variedad de aplicaciones electrónicas y de comunicaciones. Sin embargo, las líneas planares pueden tener mayores pérdidas debido a la distribución de energía no óptima. Por lo tanto, su diseño resulta en un factor de calidad menor, lo que afecta su rendimiento a altas frecuencias. Las guías de transmisión planar tienen una capacidad limitada para manejar señales de alta potencia. Todas estas limitaciones motivaron el desarrollo de tecnologías híbridas, como las guías de onda integradas en sustrato (SIW), abordando varios de los inconvenientes mencionados [10] [11].

MARCO TEÓRICO

De esta manera, las SIW emergieron como una evolución de las guías de onda convencionales para satisfacer la necesidad de miniaturización y compatibilidad con tecnologías de circuitos impresos (PCB) en frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

- Décadas de 1940-1960: Guías de Onda Clásicas. Durante la Segunda Guerra Mundial y la era de la Guerra Fría, las guías de onda rectangulares se convirtieron en la principal tecnología para sistemas de radar y telecomunicaciones de microondas debido a su bajas pérdidas y alta directividad. Sin embargo, estas estructuras eran grandes, pesadas y difíciles de integrar en sistemas compactos [12].
- Décadas de 1970-1990: Transición a Líneas Planarizadas. La industria comenzó a adoptar líneas microstrip y coplanar (CPW) para reducir costos y facilitar la fabricación en PCB. Aunque estas tecnologías eran más compactas, presentaban mayores pérdidas y menor aislamiento electromagnético en comparación con las guías de onda [13].
- Años 2000: Nacimiento de las SIW. Investigadores propusieron una estructura híbrida combinando las ventajas de las guías de onda y de los circuitos planarizados, dando lugar a las SIW. Se demostró que colocando filas de vias metálicas en PCB se podía confinar el campo electromagnético de forma similar a una guía de onda, reduciendo pérdidas en comparación con microstrip [14].

3.3.1. *Tipos de guías integradas y estructura SIW*

Como se mencionó en la introducción previa (apartado 3.3), la integración de circuitos no planares en sustratos comenzó a finales del siglo XX, gracias a avances en procesos de fabricación específicos. En 2001, Deslandes y Wu presentaron el primer prototipo de una transición entre una línea microstrip y una guía integrada en sustrato, marcando el inicio oficial de estas tecnologías [15].

Las SIW estándar (Substrate Integrated Waveguide) confinan la onda lateralmente mediante vías metálicas. Se utilizan capas metálicas para el confinamiento superior e inferior. Son muy populares debido a su facilidad de integración y la similitud con las guías de onda rectangulares convencionales.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Existen también otros tipos de guías integradas en sustrato como son: las SINRD (Substrate Integrated Non-Radiative Dielectric Waveguide), que utilizan perforaciones en el sustrato para reducir la permitividad dieléctrica [16] (Fig. 3.6), o las SIIG (Substrate Integrated Image Guide), que confinan lateralmente con perforaciones para ajustar la permitividad dieléctrica [17] (Fig. 3.7).

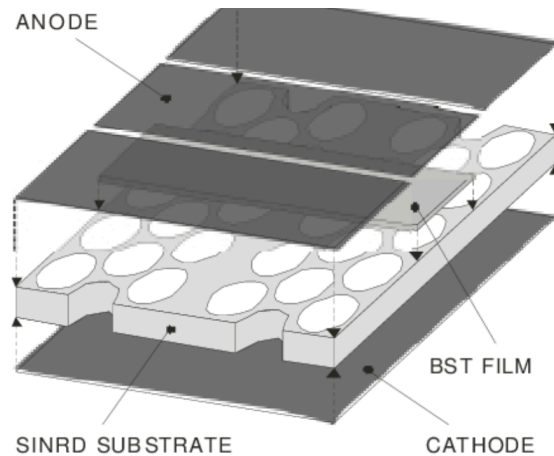


Fig. 3.6. Topología de un desplazador de fase de una guía SINRD de película delgada [18].

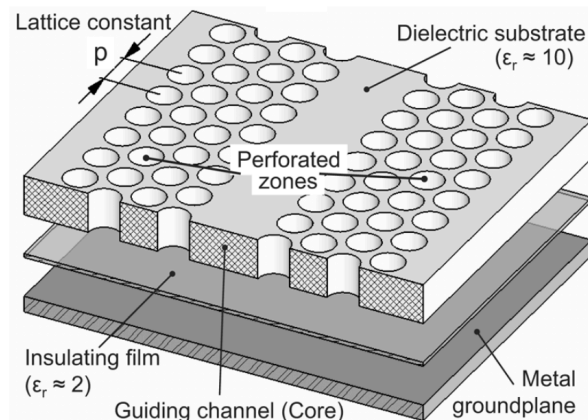


Fig. 3.7. Vista ampliada de la guía de imágenes integrada (aislada) en sustrato (SIIG) [19].

A continuación, se centrará el foco en la estructura de la guía SIW, que tal y como se puede ver en la Fig. 3.8 consta de un sustrato dieléctrico interno, lo que permite la propagación de la onda. Los planos metálicos superior e inferior confinan la onda en las direcciones superior e inferior y las vías metálicas laterales confinan la onda lateralmente. No obstante también se producen pérdidas como las conductoras, que están asociadas a la conductividad finita de los planos metálicos y las vías. Estas se pueden reducir incrementando el espesor del sustrato dieléctrico. Por otro lado, están las

MARCO TEÓRICO

pérdidas dieléctricas, provocadas por la disipación en el sustrato dieléctrico. Estas se pueden reducir usando materiales con permitividad dieléctrica baja ($\epsilon_r < 10$) y factor de pérdidas bajo ($\tan \delta < 0.01$). Finalmente se encuentran las pérdidas por radiación, que se producen por fugas de onda entre las vías metálicas laterales. Estas se pueden reducir diseñando las vías metálicas con los parámetros adecuados para evitar fugas [20].

Las pérdidas por radiación se minimizan si [21]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad p \leq 2d$$

Donde λ_g es la longitud de onda guiada. Estas restricciones aseguran un confinamiento adecuado de la onda. A continuación se hablará de los distintos tipos de guías SIW.

La peculiaridad de la Substrate Integrated Folded Waveguide (SIFW) es que la guía se dobla en forma de "C", lo que reduce significativamente el tamaño del dispositivo. Sin embargo, requiere un diseño de doble capa, lo que complica la fabricación [22]. En la Half-mode SIW (HMSIW) se elimina la mitad de la guía y se sustituye por una pared magnética virtual, lo que aumenta la región monomodo al eliminar el modo TE_{20} , desplazando la frecuencia de corte al siguiente modo superior (TE_{30}). De esta manera, reduce el tamaño del dispositivo pero necesita condiciones específicas para generar la pared magnética virtual [20]. Para la Substrate Integrated Slab Waveguide (SISW) se perforan los laterales del sustrato dieléctrico, lo que disminuye la permitividad dieléctrica en las zonas perforadas y aumenta la frecuencia de corte del modo TE_{20} , ampliando la región monomodo. El modo TE_{10} no se ve afectado, ya que está confinado principalmente en la zona central. El principal inconveniente es que la perforación interna del sustrato

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

dieléctrico requiere técnicas de fabricación más avanzadas [23].

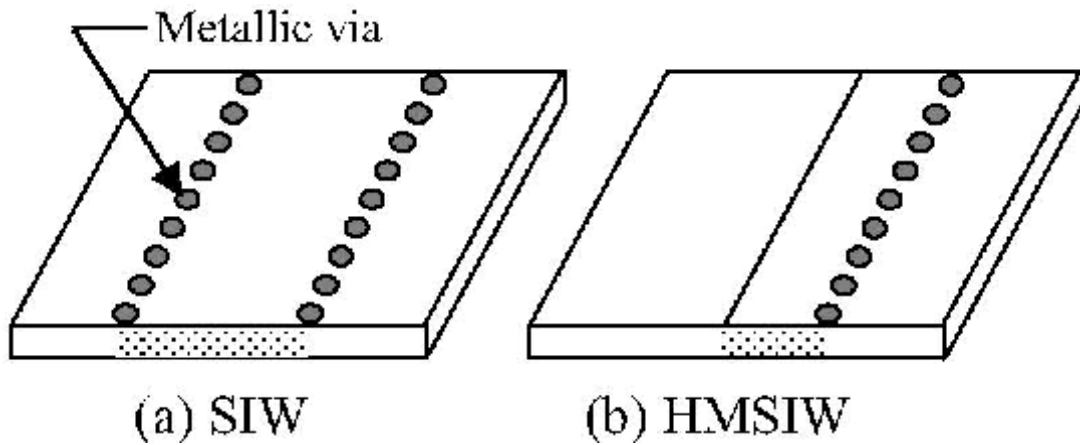


Fig. 3.8. Estructura de SIW y HMSIW [20].

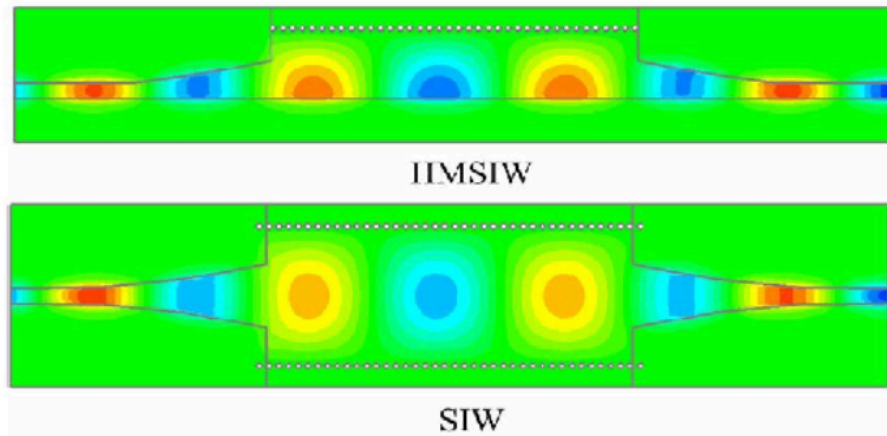


Fig. 3.9. Distribución del campo dominante de HMSIW y SIW [20].

Las modificaciones pueden combinarse para abordar múltiples aspectos, como aumentar la región monomodo y reducir el tamaño simultáneamente, lo que incrementa la complejidad del diseño y la fabricación. En este trabajo, se utilizará la guía SIW clásica debido a la simplicidad de su fabricación, en comparación con las versiones modificadas para las transiciones de microstrip a SIW (Fig. 3.10), el diseño de calibraciones TRL (Through-Reflect-Line) y el desarrollo de filtros fijos y sintonizables.

MARCO TEÓRICO

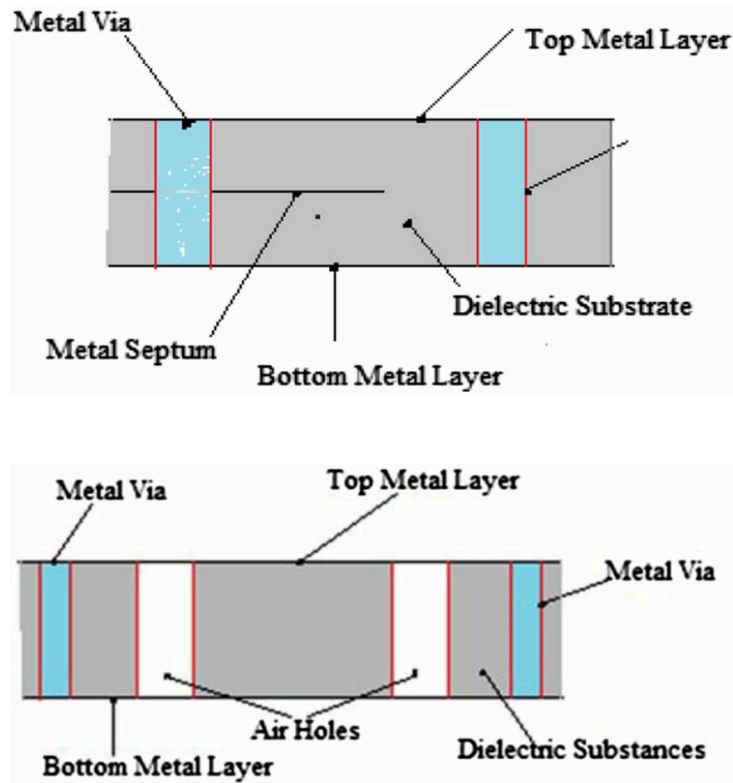


Fig. 3.10. Corte de una SIFW y una SISW [20].

3.4. SSPP

Los SSPPs son modos superficiales electromagnéticos confinados que imitan el comportamiento de los plasmones de superficie reales (SPP), pero en frecuencias más bajas, como las microondas, milimétricas o terahercios, donde los metales ya no presentan respuestas plasmónicas naturales. "Spoof" significa imitación o emulación. Son modos artificiales diseñados para replicar la física de los SPP ya que los SPP verdaderos requieren materiales con permitividad negativa como los metales en el visible o IR [24]. Pero a frecuencias de microondas (GHz), los metales se comportan como perfectos conductores ($\text{Re}[\epsilon] \rightarrow -\infty$), y no soportan SPPs naturales. Por tanto, se crean estructuras artificiales con geometrías periódicas sub-longitud de onda que modifican las condiciones de contorno electromagnéticas, generando modos ligados a la superficie con dispersión similar a los SPPs reales. Esta tecnología permite confinar y guiar ondas electromagnéticas sobre superficies metálicas estructuradas, logrando propiedades únicas que resultan útiles para el diseño de filtros y otros componentes de microondas.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

En las estructuras SSPP, los campos electromagnéticos están confinados cerca de la superficie de la estructura metálica, lo que mejora la eficiencia de los dispositivos y reduce las pérdidas por radiación. Además, permiten diseñar perfiles de dispersión ajustables mediante la geometría del metal, lo que facilita la implementación de filtros con características específicas de frecuencia. Debido al confinamiento del campo y la capacidad de operar con estructuras compactas, las estructuras SSPP permiten reducir el tamaño del filtro en comparación con otras técnicas insertadas en las tecnologías tradicionales como la microstrip o más actuales como la SIW. Las propiedades de las líneas de transmisión SSPP se pueden ajustar mediante modificaciones en la estructura geométrica, como ranuras, patrones periódicos o fractales. Asimismo, los filtros basados en SSPP suelen presentar una alta selectividad en las frecuencias deseadas y bajos niveles de pérdida de inserción, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta frecuencia [25].

Los SSPPs muestran una relación de dispersión no lineal con respecto a la onda libre:

$$\beta(\omega) > \frac{\omega}{c}$$

Donde β es la constante de propagación del modo SSPP, ω es la frecuencia angular y c es la velocidad de la luz en el vacío. Este retardo en fase genera una compresión de la longitud de onda y del confinamiento en superficie.

Las estructuras SSPP empleadas en este trabajo se basan en estructuras periódicas. Entre sus ventajas clave destacan la alta confinación, con un campo eléctrico fuertemente ligado a la superficie, la miniaturización, con una longitud de onda efectiva reducida, la tunabilidad geométrica, ya que la dispersión puede ajustarse con la geometría del metal, las bajas pérdidas, mucho menores que en plasmones ópticos y la integración planar, pudiendo fabricarse en PCB estándar. Esto resulta particularmente útil en filtros paso banda y rechazo estrecho (notch), divisores y multiplexores con alta densidad, antenas SSPP (por ejemplo, leaky-wave antennas con acoplamiento

MARCO TEÓRICO

superficial), cargadores inalámbricos de potencia con guía SSPP y componentes compactos en THz y 5G [26].

En este trabajo se analizarán estructuras basadas en SSPP utilizando la curva de dispersión como herramienta principal. Esta curva permite estudiar cómo se propaga la onda electromagnética en función de su frecuencia y número de onda. El análisis es comparable al estudio del primer tramo de la zona de Brillouin, específicamente entre los puntos Γ (Gamma) y X, lo que representa un intervalo fundamental en la teoría de bandas de estructuras periódicas.

Además, se trabajará con estructuras SSPP que incorporan geometrías fractales para modificar y optimizar la respuesta electromagnética. Los fractales permiten aumentar la complejidad de la superficie sin incrementar significativamente el tamaño del dispositivo, lo que puede mejorar el confinamiento del campo o alterar su dispersión. Este tipo de diseño ofrece ventajas en aplicaciones donde se requiere miniaturización o control preciso de los modos superficiales. El desarrollo teórico y constructivo de estas geometrías fractales será abordado con más detalle en el subapartado 3.4.2.

3.4.1. Conversión del modo TE_{10} al modo SSPP

La conversión del modo TE_{10} al modo SSPP es fundamental para integrar eficientemente las guías de onda tradicionales con estructuras que soportan modos confinados en frecuencias de microondas y terahercios. El modo TE_{10} es el modo dominante en las guías de onda rectangulares, caracterizado por un campo eléctrico transversal sin componente longitudinal. Sin embargo, los SSPP requieren modos con componentes longitudinales, como los modos TM, para lograr una confinación efectiva del campo electromagnético. Las guías SIW ofrecen una solución compacta y compatible con tecnologías de circuitos impresos para esta conversión. Al implementar estructuras de transición adecuadas, es posible transformar el modo TE_{10} en un modo compatible con SSPP. Por ejemplo, se propuso un método ultracompacto para la conversión de modos en guías de onda utilizando rejillas metálicas sublongitud de onda integradas, logrando una conversión eficiente de modos TE_{10} a modos SSPP en frecuencias de terahercios. La técnica se basa en la

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

modulación de las velocidades de fase de los SSPP para generar una diferencia de fase de π , lo que permite una transición suave y eficiente entre los modos de guía de onda tradicionales y los modos SSPP [27]. Además, se ha demostrado que la integración de estructuras híbridas que combinan SIW y SSPP puede mejorar la eficiencia de la conversión de modos ya que estas estructuras aprovechan las ventajas de la SIW para guiar el modo TE_{10} y las propiedades de confinamiento de los SSPP para aplicaciones en frecuencias más altas [28].

3.4.2. *Uso de fractales*

La matriz de fractales copo de nieve de Koch con corrugaciones periódicas mejora el confinamiento del campo electromagnético y la dispersión de la señal. Para utilizar una variación del fractal copo de nieve de Koch se genera mediante iteraciones sucesivas, donde cada etapa aumenta la cantidad de segmentos de línea en un factor de $4/3$. A medida que se realizan más iteraciones, la estructura adquiere una mayor complejidad geométrica, lo que contribuye a modificar su respuesta electromagnética. La dispersión en estas estructuras describe cómo varían la velocidad de fase y la propagación de la onda en función de la frecuencia. Debido a la autosimilitud fractal, la celda unitaria de SSPP con geometría de Koch presenta una característica de dispersión mejorada con respecto a estructuras convencionales. El diseño contribuye a lograr una respuesta de paso bajo, donde las frecuencias superiores a un umbral experimentan una mayor atenuación [29]. Por tanto, las estructuras fractales han demostrado ser útiles para mejorar el rendimiento de las líneas de transmisión SSPP, principalmente en términos de miniaturización, control de dispersión y mejora del confinamiento electromagnético. A continuación, se comparan algunos de los fractales empleados para el diseño de estructuras SSPP.

El fractal copo de nieve de Koch (Fig. 3.11), tal y como se ha mencionado, incrementa la longitud efectiva sin aumentar el área ocupada, mejora el confinamiento del campo electromagnético, reduce las pérdidas por radiación y proporciona una respuesta de paso bajo eficiente con corte en la banda Ka (hasta 35 GHz) [30]. Además, presenta una buena relación

MARCO TEÓRICO

compactación/rendimiento y un control preciso de la dispersión. Sin embargo es más difícil de fabricar debido a la complejidad geométrica. El fractal de Minkowski posee una forma cuadrada con segmentos reemplazados por iteraciones similares a una curva de Koch, mejora la miniaturización de la línea sin afectar demasiado la impedancia y se ha utilizado en SSPP para operar en bandas L y S (1-4 GHz). Gracias a esto se logra un mayor control sobre la adaptación de impedancia y la simplicidad en fabricación comparado con Koch. Su principal inconveniente es que tiene un menor ancho de banda en comparación con Koch. El fractal de Sierpinski se basa en la subdivisión de triángulos en patrones autosimilares y aporta características multibanda en antenas y líneas SSPP, lo que lo hace útil para estructuras de doble banda o multibanda. No obstante, es menos eficiente en la reducción de dispersión en paso bajo. Por último, el fractal cruz griega es similar a una rejilla periódica que mejora la atenuación en bandas específicas y se ha usado en SSPP para frecuencias más bajas (bandas L y S), siendo excelente para adaptación de impedancias. Los grandes inconvenientes son que ocupa más espacio en comparación con Koch o Minkowski y el impacto de la variación de los parámetros geométricos en la dispersión y atenuación.

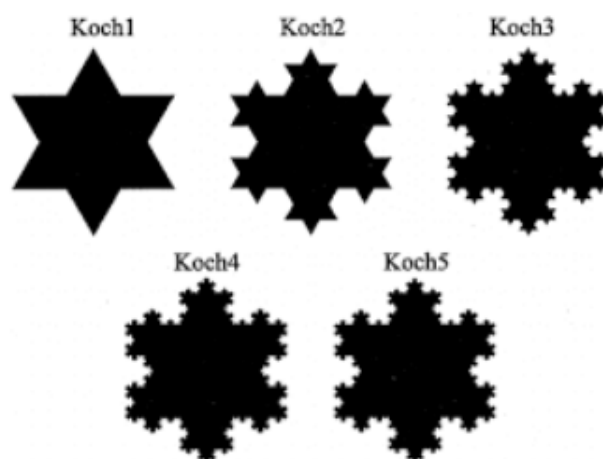


Fig. 3.11. Construcción básica del copo de nieve de Koch [31].

A medida que se aumentan las iteraciones del fractal de Koch, la frecuencia de corte asintótica disminuye, lo que significa que la estructura es capaz de operar en frecuencias más bajas sin aumentar su tamaño. En este trabajo, se han utilizado fractales de Koch de orden 1, 2 y 3 con el objetivo de analizar cómo la complejidad geométrica afecta al comportamiento

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

electromagnético de la estructura. A medida que se incrementa el orden del fractal, se alarga la longitud efectiva del contorno sin aumentar el área ocupada, lo que mejora el confinamiento del campo. Sin embargo, un orden superior a 3 introduce una complejidad geométrica considerable que no solo complica el diseño y la simulación, sino que también dificulta la fabricación precisa de la estructura, lo que afecta negativamente el rendimiento real del dispositivo.

3.4.3. Criterio de Bragg

El criterio de Bragg es fundamental en la física de ondas y se aplica principalmente en la difracción de rayos X para estudiar estructuras cristalinas. Establece que la interferencia constructiva de ondas ocurre cuando la diferencia de camino entre ellas es un múltiplo entero de su longitud de onda, lo que se expresa matemáticamente como [32]:

$$n\lambda = 2d \sin(\theta)$$

Donde n es un número entero (orden de difracción), λ es la longitud de onda, d es la distancia entre planos de la red cristalina y θ es el ángulo de incidencia.

Para entender esta ecuación, se va a considerar un haz de ondas (como luz, electrones o microondas) que incide sobre un medio con estructura periódica. Ahora, se imaginarán dos ondas que inciden en planos de una estructura periódica separados por una distancia d . La primera onda se refleja en el primer plano, mientras que la segunda penetra más profundo y se refleja en el siguiente plano. La diferencia de camino entre ambas ondas viene dada por la suma de los segmentos AB y BC en el siguiente diagrama correspondiente a la Fig. 3.12:

MARCO TEÓRICO

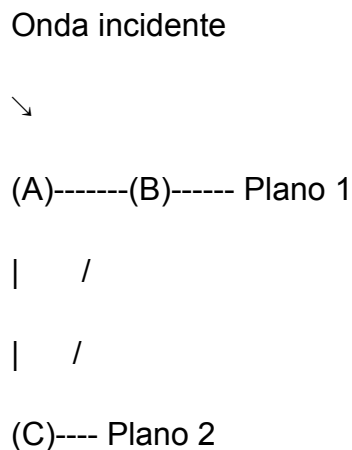


Fig. 3.12. Diagrama de la diferencia de camino típico.

Usando trigonometría, la diferencia de camino ΔL es:

$$\Delta L = AB + BC = d \sin(\theta) + d \sin(\theta) = 2d \sin(\theta)$$

Para que haya interferencia constructiva, la diferencia de camino debe ser un múltiplo entero de la longitud de onda:

$$\Delta L = n\lambda$$

Esta es la Ley de Bragg, que se cumple cuando los frentes de onda reflejados se refuerzan mutuamente, generando intensidad máxima en ciertas direcciones.

En el contexto de estructuras fractales aplicadas en dispositivos como filtros en guías de onda SIW, aunque la Ley de Bragg se deriva para estructuras periódicas simples, su principio subyacente de interferencia constructiva se puede extender para comprender cómo las geometrías complejas y auto-similares de los fractales afectan a la propagación de ondas electromagnéticas. Al incorporar un fractal de Koch en una guía de onda SIW, la complejidad geométrica introduce múltiples escalas de longitud que pueden causar dispersión y reflexión de las ondas en diversas frecuencias. Estas interacciones pueden generar bandas de frecuencia prohibidas o zonas de atenuación, similares a las predichas por el criterio de Bragg en cristales periódicos [32].

3.5. Filtros de microondas

Un filtro de microondas es una red pasiva de dos o más puertos, diseñada para permitir la transmisión de señales dentro de ciertas bandas de frecuencia y atenuar otras fuera de ese rango. Se describen por su respuesta en frecuencia, determinada por su función de transferencia $H(f)$, la cual depende de la topología y los componentes.

Los filtros son componentes esenciales en los payloads de los satélites, ya que se encargan de seleccionar y procesar las señales de interés, eliminando interferencias y mejorando la calidad de la comunicación [33].

3.5.1. Filtros propagativos y evanescentes

Las guías de onda se configuran para trabajar por encima de la frecuencia de corte del modo fundamental y por debajo del siguiente modo superior. Así, se evita el acoplamiento entre modos para garantizar que solo el modo fundamental transporte la potencia [34]. Se abordarán principalmente los filtros propagativos de banda ancha, utilizando líneas de transmisión en modo dominante para evitar resonancias. Se decide esto porque los filtros evanescentes se basan en la propagación por acoplamiento de campos evanescentes entre secciones de guía de onda operando bajo corte. La transmisión se da mediante efectos de túnel electromagnético:

$$E(z) \propto e^{-\alpha z}, \quad \text{con } \alpha = \sqrt{k_c^2 - k_0^2}$$

3.5.2. Actualidad en filtros de microondas en tecnología SIW y en el uso de estructuras SSPP

Actualmente, los filtros SIW han avanzado significativamente y se han convertido en una solución ampliamente utilizada en aplicaciones de comunicaciones, radares y sensores de alta frecuencia. Existen diversos enfoques y configuraciones modernas para mejorar su rendimiento como por ejemplo los filtros de banda ancha, que utilizan técnicas como perturbaciones en la cavidad SIW o múltiples resonadores acoplados [35]. Los filtros paso banda son los más comunes en tecnología SIW, en los que se han desarrollado

MARCO TEÓRICO

configuraciones avanzadas como resonadores en guías de tipo Half Mode SIW (HMSIW) y estructuras multicapa para mejorar el rechazo fuera de banda [36]. También los filtros paso bajo, en los que se han desarrollado configuraciones SIW con múltiples postes metálicos y estructuras de ranuras para mejorar la atenuación [37]. Finalmente, los filtros de ondas milimétricas, utilizados en frecuencias superiores a 30 GHz, principalmente en aplicaciones de comunicaciones 5G y radares automotrices, en los que se han investigado materiales de sustrato de baja pérdida como Rogers Duroid 5880 para mejorar la eficiencia [38].

El avance de los filtros SIW también ha estado influenciado por la mejora en los materiales dieléctricos y las técnicas de fabricación. Algunas tendencias incluyen tecnología de impresión 3D para fabricar estructuras SIW en frecuencias de ondas milimétricas con geometrías más complejas [39], integración con tecnología MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) para el diseño de filtros sintonizables dinámicamente [40] o el uso de metamateriales y estructuras periódicas para mejorar la selectividad y reducir el tamaño de los filtros [41].

Entre los diferentes diseños de filtros pasa banda basados en SIW, destacan diversas estructuras avanzadas, como los filtros con postes inductivos (inductive post structures) [42], las estructuras con bandas electromagnéticas prohibidas (EBGs, Electromagnetic Band Gaps) [43, 44], los resonadores de diferentes tipos, tales como DGSs (Defected Ground Structures) [45], las celdas resonantes microstrip compactas (CMRCs, Compact Microstrip Resonant Cells) [46], las perforaciones periódicas (PPs, Periodic Perforations) [47], los resonadores de saltos de impedancia (SIRs, Stepped-Impedance Resonators) [48, 49], los resonadores en anillo complementarios (CSRRs, Complementary Split-Ring Resonators) [50], las cavidades dieléctricas resonantes [51] y los resonadores multimodo (MMRs, Multiple-Mode Resonators) [52]. Los filtros multimodo (MMRs) han llamado la atención en los últimos años porque permiten reducir el tamaño del filtro al hacer que una sola cavidad resuene a múltiples frecuencias simultáneamente. Sin embargo, su diseño es más complejo desde el punto de vista matemático.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Como se ha mencionado anteriormente en este apartado, los polaritones de plasmón superficial (SSP) tienen la particularidad de propagarse en la interfaz de un material conductor (metales) y un dieléctrico. Sin embargo, en las bandas de terahercios y microondas, los metales se comportan como conductores perfectos, lo que impide la existencia de los SSP en estas frecuencias. En su lugar, se pueden crear SSPP que imitan el comportamiento de los SSP pero en frecuencias más bajas. Para ello se creó la estructura RWG-SSPP, que se utiliza para diseñar filtros paso banda, y tiene como ventaja la capacidad de ajustar tanto la frecuencia de corte superior como la inferior, lo que mejora el control sobre el ancho de banda del filtro. La integración de bloques metálicos corrugados dentro de la RWG ayuda a guiar la propagación de la onda electromagnética, facilitando la creación de dispositivos con rendimiento optimizado en frecuencias de microondas [53].

Para lograr un control preciso de la banda de paso, se emplean varias técnicas como las estructuras resonantes (como los stubs en forma de L) que se acoplan a la línea de transmisión SSPP. Estos resonadores permiten ajustar la frecuencia de corte del filtro, y al utilizar geometrías especiales, se logran anchos de banda muy estrechos [54]. Por otro lado, se incorporan ranuras laterales en la estructura de la RWG. Estas ranuras actúan como filtros adicionales que permiten controlar las frecuencias de corte y mejorar la supresión de señales fuera de la banda [55]. Utilizando orificios ciegos metálicos en la guía de onda SIW, se integran las propiedades del SSPP dentro de una estructura de guía de onda, lo que se utiliza para acoplar la señal de manera eficiente y formar un filtro paso banda con características ajustables [56]. Además, al incorporar tiras rectangulares y triangulares inclinadas en las secciones de transición del filtro, se mejora la eficiencia de transmisión y se fortalece el rendimiento general del filtro [57]. Una de las ventajas más importantes de los filtros SSPP basados en guías de onda híbridas SIW-SSPP es su integración con la tecnología de semiconductores. Se han desarrollado filtros de paso de banda (BPF) utilizando tecnología de semiconductores avanzados, como el proceso PHEMT de GaAs de 0,15 μm , lo que los hace viables para aplicaciones compactas [58]. Estos filtros de chip permiten integrar los dispositivos en sistemas más pequeños sin sacrificar el rendimiento. La SIW

MARCO TEÓRICO

de medio modo (HMSIW) es una variante de la guía de onda integrada SIW, en la que el tamaño físico de la estructura se reduce sin comprometer la eficiencia. Al combinarlo con el SSPP, se consigue diseñar un filtro paso banda con características de rendimiento similares a los filtros convencionales, pero en un tamaño más compacto.

Como se observa, existe un gran interés actualmente en el uso de estructuras SSPP debido a su capacidad para confinar fuertemente el campo electromagnético, lo que las hace especialmente atractivas para aplicaciones en frecuencias de microondas. Estas estructuras permiten diseñar filtros compactos, con bajo nivel de pérdidas y alta selectividad. Por ello, en este trabajo se ha optado por integrar estructuras SSPP en el diseño, con el fin de aprovechar sus ventajas en términos de eficiencia, miniaturización y control de la propagación.

3.5.3. *Parámetros S*

El cálculo de los parámetros S_{11} y S_{21} permite evaluar la respuesta en frecuencia, reflejo (S_{11}) y transmisión (S_{21}), así como la adaptación de impedancias, minimizando S_{11} para evitar reflexiones [59].

Los parámetros S (o parámetros de dispersión, scattering parameters) son una representación matemática fundamental en el análisis de sistemas lineales pasivos de alta frecuencia, especialmente en microondas, RF, ondas milimétricas y fotónica integrada. Se utilizan para describir cómo las ondas electromagnéticas viajan y se dispersan a través de un dispositivo de múltiples puertos, en términos de ondas incidentes y reflejadas. Dado un sistema lineal de N puertos, cada puerto i se asocia con a_i , amplitud de la onda incidente (normalizada) y b_i , amplitud de la onda reflejada o transmitida. Relacionan las ondas de entrada y salida mediante una matriz compleja:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$$

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Es decir:

$$b_i = \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot a_j$$

Donde S_{ij} representa la relación de onda de salida en el puerto i debida a una excitación unitaria en el puerto j , con los demás puertos perfectamente adaptados.

En un dispositivo de dos puertos, como es el caso de los filtros de microondas, los 4 parámetros S que definen esa estructura son: S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} .

Parámetro S_{ij}	Interpretación física
S_{11}	Coefficiente de reflexión en el puerto 1 (mismo que Γ , si hay solo un puerto).
S_{21}	Coefficiente de transmisión del puerto 1 al 2 (ganancia o pérdida de inserción).
S_{ii}	Reflexión en el puerto i .
S_{ij} (con $i \neq j$)	Transmisión del puerto j al i .

Tabla 3.1. Interpretación física de los parámetros S_{ij} .

Para un sistema de puertos normalizados en impedancia Z_0 , se definen las ondas incidentes y reflejadas en el dominio de la frecuencia como:

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}, \quad b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

Donde V_i e I_i son la tensión y corriente complejas en el puerto i . Los parámetros S derivan directamente de las condiciones de contorno electromagnéticas aplicadas al dispositivo. Para un sistema pasivo como los filtros que se han diseñado en este trabajo, la matriz S que lo define presenta una energía total a la salida inferior a la de entrada:

$$S^\dagger S \leq I \quad (\text{matriz contractiva})$$

Si el sistema es recíproco (sin materiales no recíprocos como ferritas):

$$S_{ij} = S_{ji} \quad \forall i, j$$

MARCO TEÓRICO

Si el sistema es sin pérdidas, entonces esto implica que la energía se conserva perfectamente entre los puertos:

$$S^\dagger S = I \quad (\text{unitaria})$$

Por ejemplo, un filtro paso banda ideal de 2 puertos tendría:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{en banda de paso} \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{fuera de banda}$$

Esto refleja transmisión perfecta en banda, y reflexión total fuera de banda. Los parámetros S se grafican típicamente como funciones de la frecuencia (magnitud y fase), siendo $|S_{21}|$ la curva de transmisión que muestra la ganancia o la pérdida de inserción y $|S_{11}|$ la curva de reflexión que indica adaptación de impedancia y eficiencia de entrada. [80]

La conversión a emplear cuando se trabaje en decibelios será la siguiente:

$$|S_{21}|_{\text{dB}} = 20 \log_{10} |S_{21}|$$

En este caso, como ya se ha mencionado, se trabajará con filtros de microondas en la tecnología SIW empleando estructuras SSPP, que son dispositivos pasivos, recíprocos y con pérdidas. Al ser recíprocos solo se analizarán los parámetros S_{11} y S_{21} , los cuales serán equivalentes a S_{22} y S_{12} .

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

4. OBJETIVOS

4.1. Objetivo General

Diseñar, simular y optimizar filtros de microondas para aplicaciones en bandas satelitales, utilizando técnicas avanzadas que permitan mejorar su rendimiento, mejorar el confinamiento del campo electromagnético y reducir el tamaño de los dispositivos para su integración en sistemas que operen en las bandas Ku y Ka, con un enfoque en tecnologías de guía de onda integrada en sustrato y estructuras fractales generadoras de plasmones de superficie artificiales.

4.2. Objetivos Específicos

- Estudiar el comportamiento electromagnético de las estructuras SIW y su aplicabilidad en el diseño de filtros para microondas en altas frecuencias.
- Investigar el principio físico y funcionamiento de los plasmones de superficie artificiales (SSPP), y su impacto en la propagación y confinamiento del campo electromagnético.
- Analizar el impacto del uso de fractales y modificaciones en la tecnología SIW en el diseño de filtros de microondas, evaluando su influencia en la miniaturización, pérdidas de inserción y ancho de banda.
- Diseñar distintas configuraciones geométricas de filtros paso banda que incorporen estructuras SSPP en la tecnología SIW, con el objetivo de evaluar mejoras en rendimiento, tamaño y selectividad.
- Simular los modelos propuestos utilizando herramientas especializadas como HFSS y PyAEDT, analizando parámetros clave en su respuesta frecuencial como las pérdidas por inserción y de retorno en la banda de paso, o pérdidas de rechazo fuera de la banda.
- Comparar los resultados obtenidos entre distintas configuraciones geométricas y seleccionar la más eficiente en términos de prestaciones electromagnéticas y viabilidad de implementación.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

- Proponer recomendaciones de diseño que puedan ser aplicadas en desarrollos futuros de filtros integrables para sistemas de comunicación avanzados.

5. METODOLOGÍA

La metodología seguida en este TFG se estructura en distintas fases sucesivas, desde el diseño teórico hasta la simulación y optimización de los filtros de microondas. El objetivo es garantizar un desarrollo sistemático, reproducible y alineado con los estándares de diseño electromagnético en altas frecuencias.

Se parte de una revisión de la literatura sobre tecnologías SIW y modos SSPP, lo que permite identificar las ventajas y limitaciones de cada enfoque. A partir de aquí, en el apartado 5.1 se definen los parámetros fundamentales de las estructuras, como la frecuencia de operación (bandas Ku y Ka), el tipo de sustrato (Duroid 5880, $\epsilon_r=2.2$) y las dimensiones geométricas iniciales de la guía SIW. Utilizando el software HFSS, del que ya se ha hablado previamente en el subapartado 3.1.1, en el apartado 5.2 se diseña la estructura básica de guía de onda SIW incluyendo los planos metálicos y las vías de confinamiento. Para ello se aplican criterios electromagnéticos que aseguran la propagación monomodo (TE_{10}), evitando modos indeseados. Las condiciones de contorno y los puertos de excitación se configuran para permitir una simulación precisa del comportamiento en frecuencia.

En el apartado 5.5, se introduce un diseño fractal de Koch inicialmente de orden 3 sobre la capa superior del SIW para generar modos SSPP que permitan modificar la dispersión y reducir el tamaño del filtro. Estas geometrías se implementan en HFSS a partir de un script en Python utilizando la librería PyAEDT, explicada en el subapartado 3.1.4, lo que permite parametrizar el tamaño de los fractales mediante una constante de escala k . La estructura completa se somete a simulaciones en HFSS en el apartado 5.6. Se analiza la respuesta en frecuencia mediante parámetros S (S_{11} y S_{21}) para determinar la eficiencia del diseño, adaptación de impedancias, pérdidas por inserción y comportamiento fuera de la banda de paso. Se utiliza el Eigenmode Solver con condiciones de frontera maestro-esclavo en HFSS para estudiar las propiedades de dispersión en estructuras periódicas.

En el apartado 5.7, se diseña un conjunto de transiciones geométricas para acoplar suavemente la guía SIW convencional con la estructura SSPP

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

fractal. Se realizan simulaciones paramétricas para ajustar longitudes, escalas de fractales y número de celdas periódicas, buscando minimizar S_{11} y maximizar S_{21} en la banda de paso. La optimización se realiza en el apartado con algoritmos adaptativos de HFSS (Optimetrics), incluyendo ajustes por gradiente y regresión numérica. Finalmente, en el apartado 5.9, se comparan los resultados obtenidos para filtros con y sin transiciones, así como con distintas configuraciones de fractales y longitudes de celda. Se analizan los efectos del acoplamiento electromagnético excesivo entre fractales y en los apartados 5.11 y 5.12, se identifican las configuraciones más estables en términos de adaptabilidad, eficiencia espectral y viabilidad de fabricación.

En la Fig. 5.1 se aprecia la línea temporal llevada a cabo en este trabajo en la que se desglosa por semanas cada una de las tareas realizadas.

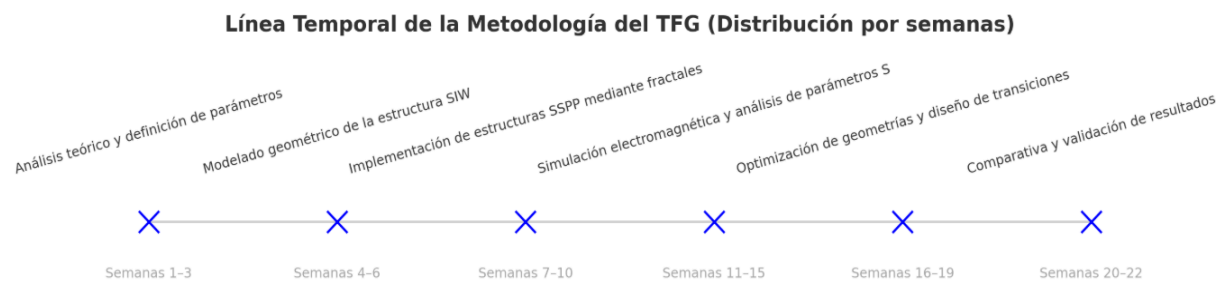


Fig. 5.1. Línea temporal de la metodología seguida.

5.1. Cálculo de los parámetros de la estructura SIW

Tal y como se muestra en la tabla 5.1, los filtros diseñados en este apartado cuentan con una banda de operación de 12 GHz a 18 GHz (banda satelital Ku) y de 26.5 GHz a 40 GHz (banda satelital Ka). El sustrato dieléctrico utilizado en ambos casos es el Duroid 5880 con una permisividad dieléctrica $\epsilon_r=2.2$ y un espesor de $h_s=0.508\text{mm}$. La frecuencia de corte del modo fundamental se sitúa en 12 GHz y 26.5GHz (según la banda) y la longitud de onda guiada es de $\lambda_g = 15.0763\text{mm}/6.7508\text{mm}$.

Parámetro	Banda Ku	Banda Ka
Rango de Frecuencia (GHz)	12 -- 18	26.5 -- 40
Sustrato	Duroid 5880	Duroid 5880
Permisividad dieléctrica (ϵ_r)	2.2	2.2
Espesor del sustrato (hs)	0.508 mm	0.508 mm
Frecuencia de corte modo fundamental (GHz)	12	26.5
Longitud de onda guiada (λ_g)	15.0763 mm	6.7508 mm

Tabla 5.1. Valores de los parámetros de la guía SIW para las bandas Ku y Ka.

En la siguiente fórmula se aprecia cómo se obtiene la anchura de la guía de onda rectangular equivalente en función de la frecuencia de corte del modo fundamental deseada y de la permitividad del sustrato empleado [61].

$$W_{GW_{eq}} = \frac{c}{2f_{cTE_{10}}\sqrt{\epsilon_r}}$$

Para la banda Ku ($f_c = 12$ GHz) sería de 8.427mm y para la banda Ka ($f_c = 26.5$ GHz) de 3.816mm.

La longitud de onda en el dieléctrico se calcula con:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta}$$

donde la constante de propagación β es:

$$\beta = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{W_{GW_{eq}}}\right)^2}$$

El número de onda en el medio es:

$$k = k_0\sqrt{\epsilon_r} \quad k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f_0}$$

Con las fórmulas anteriores, las longitudes de onda guiadas para la banda Ku y la banda Ka son de 15.076mm y 6.751mm, respectivamente.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Para evitar pérdidas entre las vías metálicas de las paredes laterales, el diámetro debe cumplir:

$$d < \frac{\lambda_g}{5}$$

Por lo que tras realizar los cálculos pertinentes, para la banda Ku el diámetro debe de ser menor a 3.015mm y para la banda Ka menor a 1.35mm.

El ancho de la estructura SIW se calcula con:

$$W_{SIW} = W_{GW_{eq}} + \frac{d^2}{0.95p}$$

De esta manera se obtiene para la banda Ku un ancho de 10.019mm y para la banda Ka un ancho de 4.3265mm. Como se observa, la anchura de la guía SIW será menor cuanto mayor sea la frecuencia de trabajo, teniendo por tanto mayores problemas de diseño al miniaturizar en gran medida el dispositivo.

Resumen final de los cálculos:

Parámetro	Banda Ku (12-18 GHz)	Banda Ka (26.5-40 GHz)
$W_{GW_{eq}}$	8.427 mm	3.816 mm
λ_g	15.0763 mm	6.7508 mm
d	3.015 mm	1.35 mm
W_{SIW}	10.0188 mm	4.3265 mm

Tabla 5.2. Resumen de los cálculos de los parámetros de la guía SIW para las bandas Ku y Ka.

Los valores analizados en este apartado y mostrados en la Tabla 5.2 son valores teóricos máximos para obtener una aproximación de la guía de onda equivalente y de la estructura SIW. Estos valores se irán ajustando para obtener los resultados deseados.

La guía SIW solo permite modos transversales eléctricos (TE_{mn}) para $n=0$. Los modos TE_{mn} (para $n \neq 0$) y TM_{mn} están al corte debido a la escasa altura de la guía. El modo fundamental es TE_{10} , que es el mismo que en una

guía de onda rectangular convencional. Por tanto, se buscará operar en la región monomodo para evitar interferencias de modos superiores.

$$f_{cTE10} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}(W_{SIW} - d^2)}$$

$$f_{cTE20} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}(W_{SIW} - d^2)} \cdot \left(\frac{1}{1.1 \cdot p - \frac{d^3}{6.6 \cdot p^2}} \right)$$

La región monomodo corresponde al intervalo de frecuencias entre la frecuencia de corte del modo fundamental (TE_{10}) y la del primer modo de orden superior (TE_{20}). Mantener la propagación monomodo es crucial para evitar interferencias no deseadas y garantizar un diseño eficiente.

5.2. Diseño de la estructura SIW con HFSS

Tal y como se menciona en el apartado 5.1, se parte de una guía de onda equivalente rellena de sustrato Duroid 5880. Se establecen a continuación los parámetros anteriores (el ancho efectivo W_{Gweq} , el ancho de la SIW W_{SIW} , la altura del sustrato h_s y el diámetro de los postes d). El modelo inicial será un hexaedro. Para las condiciones de contorno, se añaden sobre él dos rectángulos de cobre, uno en la parte superior y otro en la inferior. Los conductores metálicos forman la guía de onda en la superficie del sustrato.

A continuación, se agregan los postes metálicos cilíndricos de cobre a lo largo del eje x con una separación p (Fig. 5.2). Se añaden estas vías metálicas para que confinen el campo electromagnético y definan los límites de la guía. Además, habrá que optimizar la separación p y el diámetro de las vías d para minimizar pérdidas y maximizar la eficiencia de transmisión. Los valores de referencia se toman del apartado 5.1, que a su vez van a depender de la banda frecuencial de trabajo.

Como los postes se deben colocar con una separación fija, se utiliza la función Duplicate Along Line para copiar y distribuir la geometría a lo largo de una línea en una dirección específica, manteniendo una separación uniforme entre cada copia. De esta manera se pueden repetir estructuras periódicas en el diseño sin necesidad de crear manualmente cada instancia. Por tanto, se

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

selecciona el objeto a duplicar, se va a Edit → Duplicate → Along Line y se define la dirección de duplicación (a lo largo del eje x). Se especifica a su vez la distancia de separación p y el número de copias. Por último se confirma para aplicar los cambios. Posteriormente, se duplica la fila completa con la función Mirror (Espejo) para generar la otra fila de postes en la estructura SIW. De esta manera se ahorra tiempo en la construcción de estructuras repetitivas y se reducen errores manuales en la colocación de elementos.

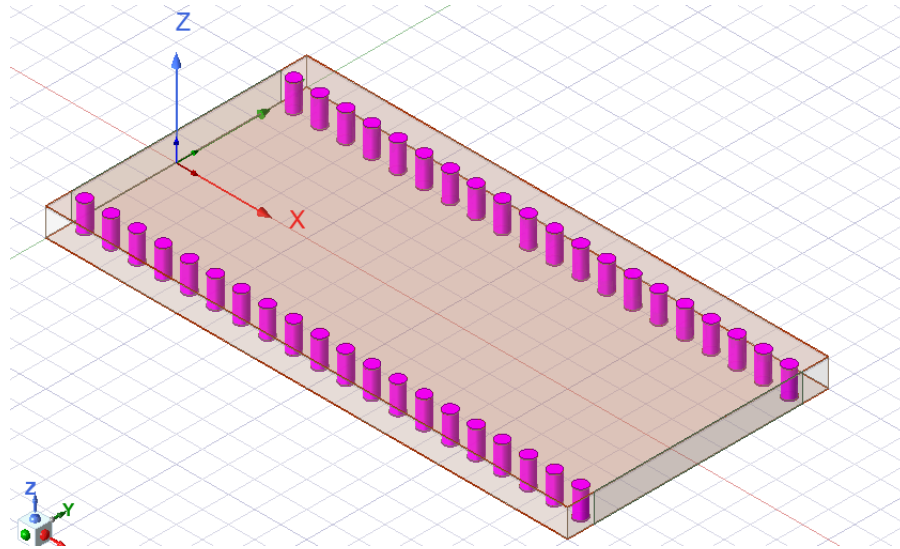


Fig. 5.2. Guía de onda SIW con postes metálicos.

Para terminar, se utiliza una operación booleana de sustracción (Fig. 5.3) para eliminar los huecos de los postes en el hexaedro, formando la estructura SIW (Fig. 5.4). Si se activa "Clone tools before operation", los cilindros no se eliminarán después de la sustracción, por lo que se podrán usar nuevamente (opción que se necesita para tomarlos con una condición de contorno PEC). Por el contrario, si no se activa la opción, los cilindros desaparecerán después de la operación de sustracción.

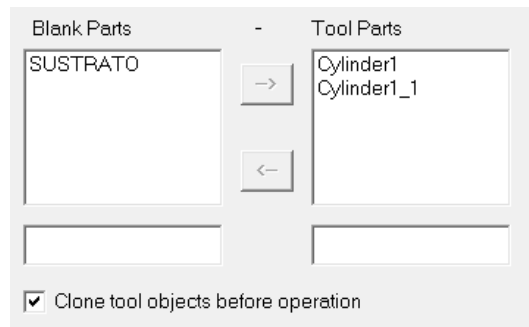


Fig. 5.3. Operación booleana de sustracción.

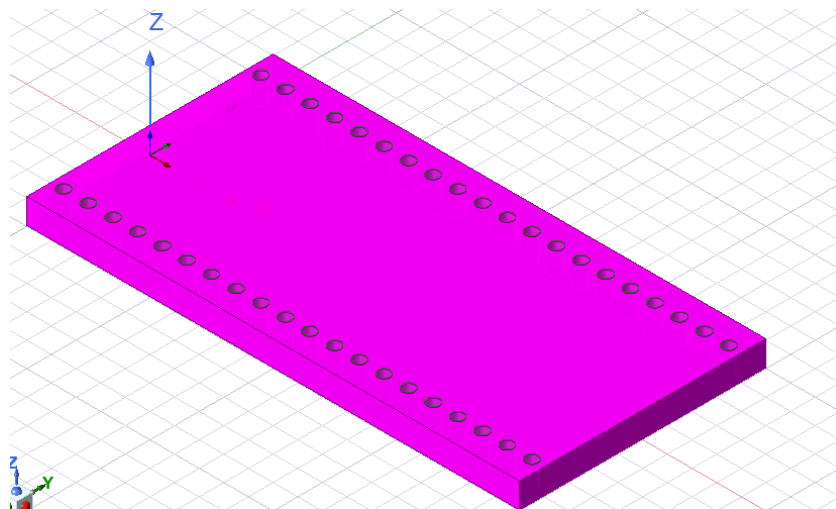


Fig. 5.4. Sustrato con los postes extraídos.

A continuación, se añaden los puertos de excitación en cada extremo mediante la creación de dos rectángulos. Para poder centrar el eje en la coordenada X, es importante seleccionar la visión de la cuadrícula en el modo YZ (Fig. 5.5).

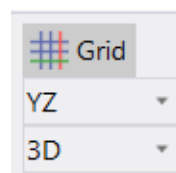


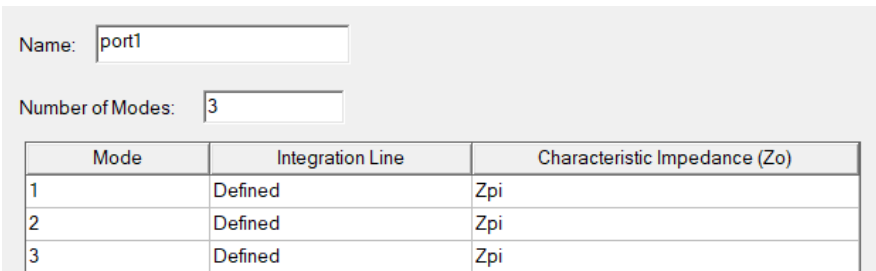
Fig. 5.5. Selección de cuadrícula en modo YZ.

Los puertos de excitación permiten inyectar señales electromagnéticas en la estructura para simular la propagación de la señal y analizar su respuesta. Existen varios tipos, pero los más usados en estructuras SIW son los Wave Ports. Para asignar los puertos, se hace clic derecho sobre los rectángulos que previamente se han creado y se selecciona → Assign

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Excitation → Port → Modal Wave Port. A continuación, se abrirá una ventana de configuración. Si se tiene más de una entrada o salida, se deben asignar múltiples puertos, en este caso se realizarán dos. HFSS requiere que el puerto sea lo suficientemente grande para capturar los modos propagantes, por lo que para guías de onda SIW, el puerto debe cubrir completamente la apertura de la guía. Además, en guías de onda, HFSS calcula la impedancia automáticamente. Si se necesitase forzar un modo específico, se usaría HFSS → Solution Setup → Modes y se seleccionaría el modo TE_{10} . En la ventana de configuración del puerto, se elige la dirección de propagación con una línea de integración definida. HFSS asignará un número de puerto (por ejemplo, Port 1 en la entrada y Port 2 en la salida). Si muestra advertencias de tamaño de puerto, habría que ajustarlo para que incluyese el campo evanescente pero sin que fuese excesivamente grande. Lo más interesante es ejecutar la simulación (apartado 5.3) y verificar los parámetros S para analizar el comportamiento del puerto de excitación (apartado 5.4), aunque todavía faltan algunos pasos intermedios.

En la tecnología SIW, el modo fundamental puede no ser el único que se propague a ciertas frecuencias. Definir tres modos (Fig. 5.6) permite capturar la influencia de modos superiores y analizar posibles acoplamientos. A frecuencias más altas, más modos pueden propagarse en la estructura. Si no se incluyen modos adicionales, los resultados pueden no reflejar la realidad física del sistema.



Mode	Integration Line	Characteristic Impedance (Zo)
1	Defined	Zpi
2	Defined	Zpi
3	Defined	Zpi

Fig. 5.6. Ventana de configuración de los puertos.

El resto de las superficies no tienen condiciones de contorno, por lo que se introduce un hexaedro envolvente de vacío para definir una condición de radiación (Fig. 5.7), permitiendo de esta forma crear estructuras abiertas. El tamaño recomendado es al menos de $\lambda/4$ a $\lambda/2$ más grande que la estructura,

donde λ es la longitud de onda en el medio. Esta condición se utiliza para modelar un entorno abierto, permitiendo que las ondas electromagnéticas se propaguen sin reflexiones artificiales. Para asignarla, se seleccionan las caras externas de la caja (excepto las que contengan puertos de excitación, si existen). Se va a HFSS → Assign Boundary → Radiation y en la ventana emergente, se hace clic en Aceptar para aplicar la condición.

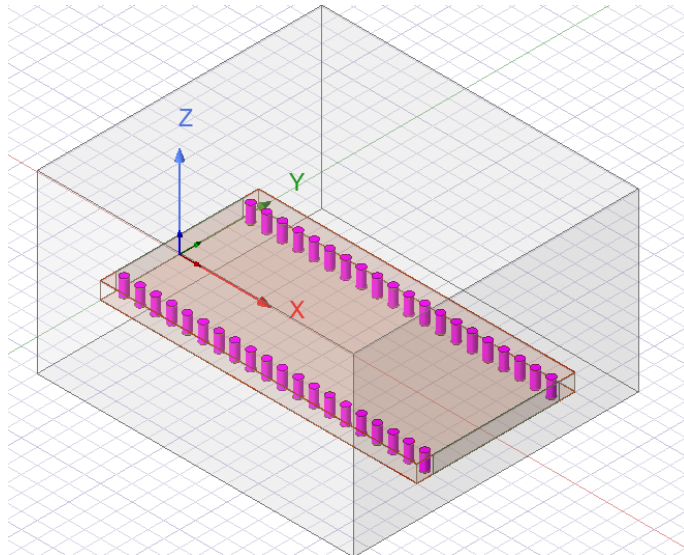


Fig. 5.7. Caja de radiación.

Resumiendo, el modelo se organiza en tres materiales principales. Cobre (copper), que representa las capas conductoras en la parte superior (TOP) e inferior (BOTTOM) de la SIW. El sustrato dieléctrico (Rogers RT/duroid 5880), que actúa como el medio donde se propaga la onda electromagnética y que es un material común en aplicaciones de microondas debido a su baja pérdida y baja permitividad relativa (~ 2.2). Finalmente, el vacío (vacuum), que representa el entorno alrededor de la SIW y ayuda a definir los límites del dominio de la simulación en HFSS. Tal y como se observa en la Fig. 5.8, la carpeta copper, además de las dos capas conductoras, contiene una serie de cilindros (Cylinder1) que representan las vías metálicas del SIW. Las operaciones como DuplicateAlongLineEdit, DuplicateMirror, y CloneTo indican que estos cilindros han sido replicados para formar una fila de vías metálicas. En la carpeta Sheets, hay una subcarpeta llamada Wave Port, que contiene a Rectangle1, que representa un puerto de onda, usado para excitar la guía de

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

onda con un modo electromagnético (generalmente TE₁₀ en SIW). Rectangle1_1 es un puerto adicional para la salida de la señal.

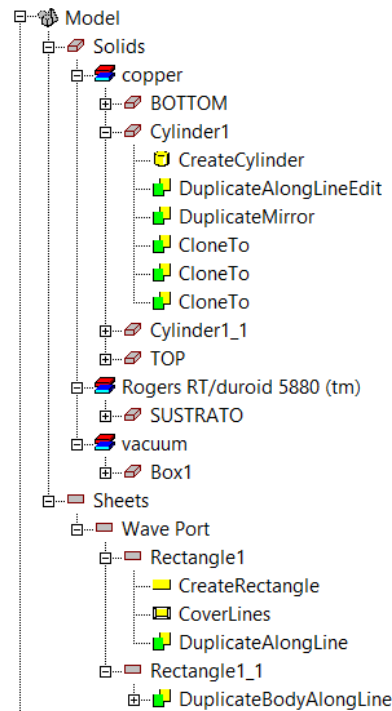


Fig. 5.8. Estructura del modelo de la guía SIW en HFSS.

5.3. Simulación de la estructura SIW con HFSS

Primero hay que crear un Analysis Setup (Fig. 5.9), que es la herramienta en HFSS que permite realizar el análisis electromagnético de la estructura diseñada y extraer su respuesta frecuencial. Para ello, en HFSS se va al "Project Manager" en el árbol del modelo. Se expande la carpeta "Analysis" (si no existe, HFSS la crea automáticamente al agregar una configuración de análisis). Se hace clic derecho sobre "Analysis" y se selecciona "Add Solution Setup". Primero, se configura la frecuencia de simulación, que define una frecuencia puntual (en GHz) donde se quiere analizar la estructura. Para una guía de onda SIW en la banda Ka, se eligen 26 GHz y en la banda Ku, 12 GHz. Se sigue con la configuración de la malla adaptativa donde se encuentra el number of passes, que es el número de iteraciones que HFSS ejecuta para refinar la malla y mejorar la precisión. Un valor entre 6 y 10 suele ser adecuado. Por otro lado está el convergence criteria (ΔS), que define el error permitido en los parámetros S para detener la

simulación. Un valor típico es 0.02 (esto significa que la simulación termina cuando la diferencia entre iteraciones es menor al 2%).

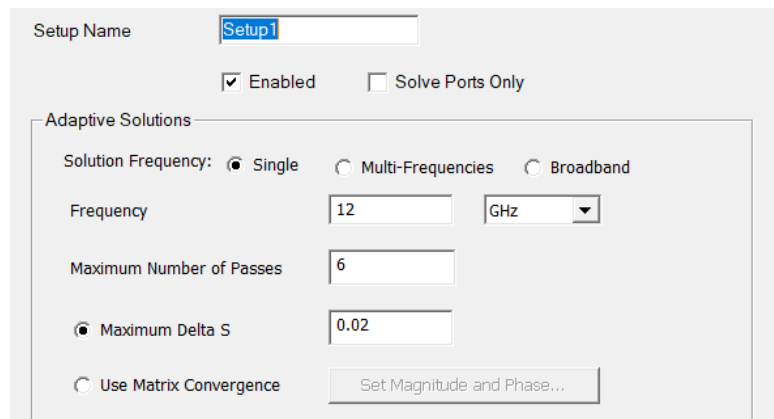


Fig. 5.9. Ventana general del Analysis Setup.

Por último, se realiza un barrido de frecuencias (Fig. 5.10) ya que se desea analizar la respuesta del sistema en un rango de frecuencias. En la carpeta "Analysis", se hace clic derecho sobre la configuración creada y se selecciona "Add Frequency Sweep". Se configuran los siguientes parámetros: Start Frequency, que es la frecuencia inicial (ej. 10 GHz en Ku, 20 GHz en Ka), Stop Frequency, que es la frecuencia final (ej. 25 GHz en Ku, 50 GHz en Ka), Step Size, que es el intervalo entre puntos de frecuencia (ej. 0.05 GHz) y Sweep Type, que puede ser Discrete (para alta precisión, pero más lento), Interpolating (más rápido, pero con menor detalle en la respuesta) o Fast (para simulaciones rápidas).

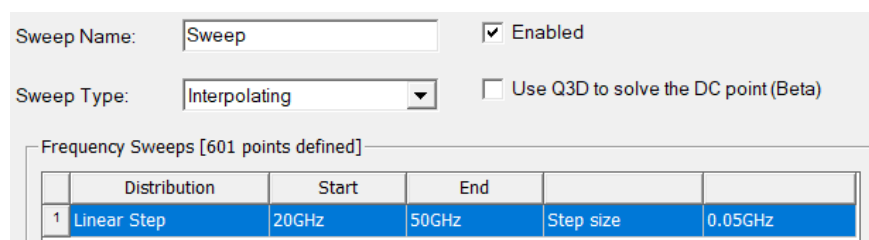


Fig. 5.10. Ventana general del barrido de frecuencia.

Antes de hacer clic en Analyze All, se va a "HFSS" → "Validation Check", lo que verificará si hay errores en la geometría, los materiales, los puertos, la malla o las condiciones de contorno (Fig. 5.11). Si HFSS detecta errores, se deberán corregir antes de proceder. Si aparecen advertencias, se revisarán,

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

pero en algunos casos no afectarán a la simulación. También es importante guardar el archivo del proyecto antes de correr la simulación para evitar perder configuraciones en caso de errores inesperados.



Fig. 5.11. Validación del modelo.

Para ejecutar la simulación, en el menú superior, se selecciona "HFSS" → "Analyze All". HFSS comenzará el proceso de simulación, refinando la malla y calculando los parámetros S, los campos electromagnéticos y otras métricas.

Después de ejecutar la simulación en HFSS, se pueden generar distintos tipos de resultados para analizar el comportamiento electromagnético del diseño. Una vez que la simulación haya finalizado exitosamente, se va al "Project Manager" y se expande la carpeta "Results". Se hace clic derecho en "Results" y se selecciona "Create Report". Aparecerá una ventana donde se podrá elegir qué tipo de gráfico se quiere visualizar. Además, se pueden exportar datos para análisis externo, haciendo clic derecho en la gráfica generada → "Export to Excel". Para imágenes, Archivo → Exportar Gráfica como Imagen.

Después de la simulación inicial, se realizan ajustes para optimizar el rendimiento del filtro, como el ajuste del espaciamiento de las vías metálicas p para mejorar la propagación de la señal, la modificación de las dimensiones de la cavidad SIW para ajustar la frecuencia de corte o el refinamiento de la malla de simulación para mejorar la precisión de los resultados.

5.4. Análisis de los parámetros S de la estructura SIW

A modo de recordatorio del subapartado 3.5.3, los parámetros S son fundamentales para caracterizar el comportamiento del filtro en términos de transmisión y reflexión. S_{11} (coeficiente de reflexión) indica cuánta señal se

refleja en la entrada del filtro. Un valor bajo en la banda de paso significa buena adaptación de impedancia, que suele ser de -15 dB (baja reflexión). S_{21} (coeficiente de transmisión) representa la cantidad de señal que atraviesa el filtro. En la banda de paso, su valor debe ser cercano a 0 dB (que equivale a transmisión perfecta sin pérdidas) y en la banda de rechazo debe ser menor que -20 dB (alta atenuación). No es necesario analizar los parámetros S_{12} y S_{22} ya que el filtro es un dispositivo recíproco y simétrico, por lo que funcionará por igual en ambas direcciones.

Para visualizar los parámetros S, se va a la pestaña Results y se selecciona Create Modal Solution Data Report → Rectangular Plot (Fig. 5.12). En Primary Sweep, se hace clic en la variable de barrido, en este caso, "Freq" (Frecuencia). En X-Axis, se selecciona Freq como variable independiente. En la sección Category, se elige S Parameter. En Quantity, se seleccionan los parámetros S deseados para así poder visualizar la frecuencia de corte del modo fundamental y del primer modo superior. En Function, se elige la opción de dB para visualizar la magnitud en decibelios. A continuación, se añaden los parámetros seleccionados a la lista de curvas (Y-Axis). Para comparar múltiples trazas, se pueden seleccionar varios parámetros a la vez. También, se puede hacer clic en Range Function para establecer rangos específicos. Se presiona New Report o Apply Trace para visualizar la gráfica.

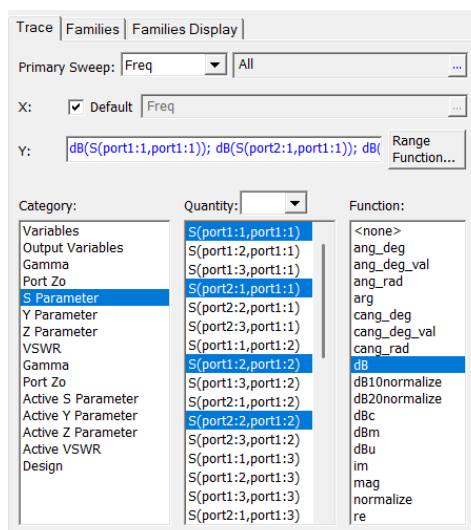


Fig. 5.12. Creación de la gráfica de los parámetros S.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

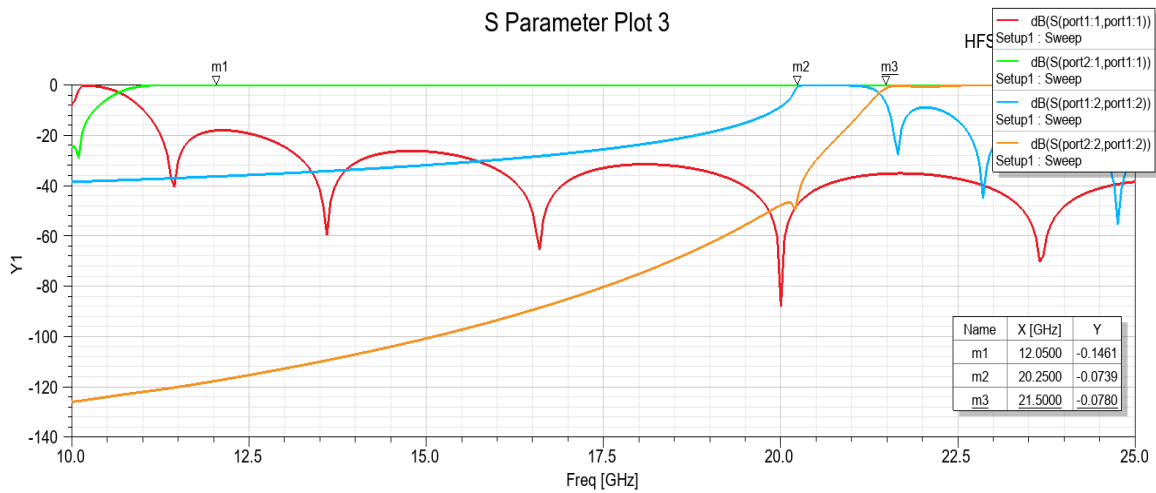


Fig. 5.13. Gráfica de los parámetros S para la banda Ku.

El propósito de la gráfica correspondiente a la Fig. 5.13, es estudiar la propagación de los modos en la guía de onda dentro del rango de frecuencias de interés. A partir de 20 GHz ocurre la excitación de otro modo propagante. Por tanto, esta gráfica confirma que el diseño es adecuado para la banda Ku (12-18 GHz), ya que dentro de este rango solo se propaga el modo fundamental, con una buena transmisión ($S_{21} \approx -0.14$ dB). A partir de los 20 GHz, la aparición de un segundo modo indica que el sistema entra en una región de operación multimodal, pero esto ocurre fuera del rango de interés.

Name	X [GHz]	Y
m1	12.0500	-0.1461
m2	20.2500	-0.0739
m3	21.5000	-0.0780

Fig. 5.14. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los parámetros S para la banda Ku.

Como se puede observar en la Fig. 5.14, m1(12.05 GHz, -0.1461 dB) indica que en esta frecuencia hay muy poca pérdida de transmisión, por lo que se está propagando el modo fundamental y m2 (20.25 GHz, -0.0739 dB) junto con m3 (21.5 GHz, -0.0780 dB) sugieren la presencia de un segundo modo de propagación.

Un fenómeno similar ocurre con la guía de onda diseñada para la banda Ka (Fig. 5.15), con un segundo modo propagante cerca de los 46 GHz, lo que no afecta a nuestro diseño en banda Ka (26 - 40 GHz).

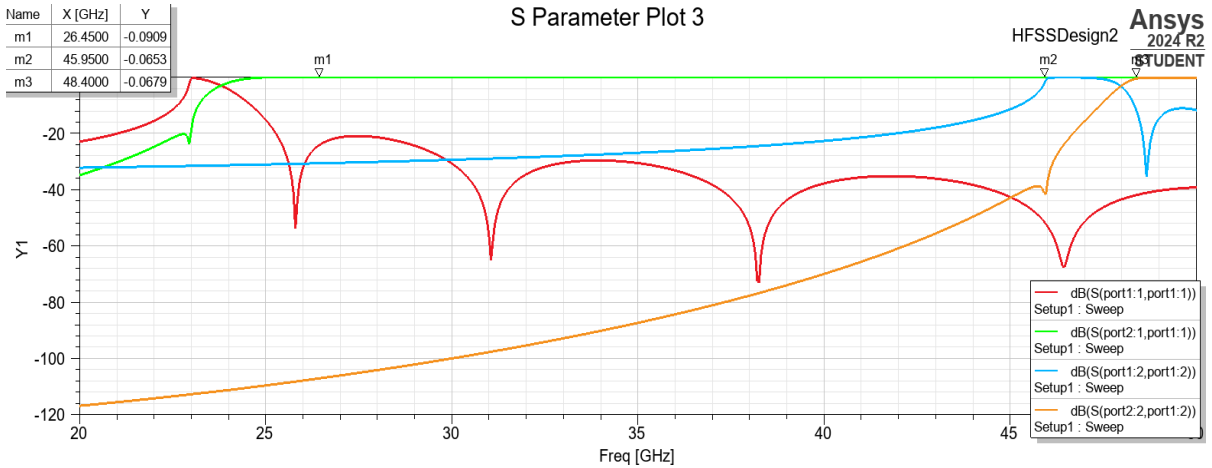


Fig. 5.15. Gráfica de los parámetros S para la banda Ka.

Name	X [GHz]	Y
m1	26.4500	-0.0909
m2	45.9500	-0.0653
m3	48.4000	-0.0679

Fig. 5.16. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los parámetros S para la banda Ka.

5.5. Diseño del fractal

El uso de un fractal en una guía de onda SIW para diseñar un filtro paso banda, siguiendo lo mencionado en el subapartado 3.4.2, aprovecha su naturaleza periódica para crear una estructura de rechazo selectiva en ciertas frecuencias. Los fractales tienen una geometría auto-similar que introduce periodicidad en la estructura. Este efecto de periodicidad en estructuras electromagnéticas, se basa en la repetición de patrones geométricos a diferentes escalas. Sobre todo, la principal ventaja de los fractales es la reducción del tamaño, ya que permiten la construcción de estructuras compactas sin perder eficiencia. El objetivo es simular un filtro en la banda Ku que permita la transmisión de los 12 a los 13 GHz aproximadamente y otro en la banda Ka de los 26.5 a los 28 GHz.

Para generar el fractal de forma rápida y eficaz se diseña en Python mediante el código del Anexo 1, utilizando la librería PyAEDT. En este caso, se trata de un fractal de Koch basado en un triángulo equilátero, que se insertará en HFSS como una polilínea (Fig. 5.17). El fractal de Koch se construye

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

mediante un proceso recursivo en el que se reemplaza cada segmento de línea con una estructura auto-similar.

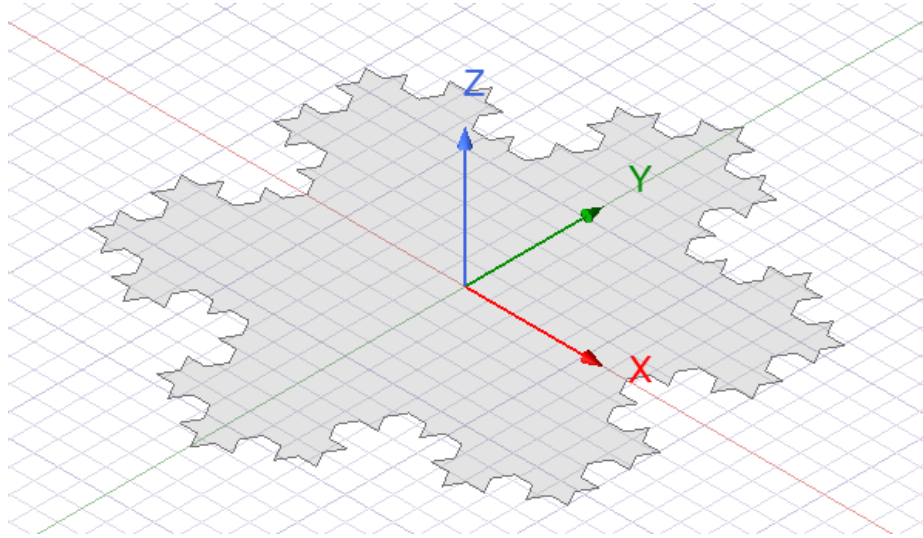


Fig. 5.17. Fractal de Koch de orden 3 con base de triángulo equilátero.

HFSS interpreta la geometría como incompleta, ya que PyAEDT representa un conjunto de trazos de línea y no una estructura en 2D. Por ello, hay que agregar Cover Lines para cerrar la estructura y definir correctamente la superficie del fractal. Así, se evitan problemas en la malla al asegurar que HFSS interprete bien los contornos a la vez que se definen mejor los límites eléctricos.

En el diseño de filtros en guía de onda SIW con fractales de Koch, la elección del orden del fractal influye directamente en la frecuencia de corte del filtro. Al aumentar el número de iteraciones del fractal, se generan más discontinuidades en la geometría, lo que provoca una mayor dispersión y reflexión de las ondas, reforzando el comportamiento de rechazo de ciertas frecuencias. Es decir, cuanto mayor es el orden del fractal, más complejo es su contorno y mayor es la periodicidad de la estructura. En un fractal de Koch, cada iteración reduce el tamaño efectivo de los segmentos de la estructura, lo que equivale a introducir elementos resonantes más pequeños. En términos de la periodicidad y el criterio de Bragg, explicado en el subapartado 3.4.3, esto significa que la primera banda prohibida aparecerá a una frecuencia más baja a medida que el orden aumenta. Un fractal de orden demasiado alto (4 o más) haría que los detalles fueran demasiado pequeños, lo que resulta difícil de

fabricar. En este trabajo, se parte de un fractal de orden 3 tras realizar diversas simulaciones previas en las que se obtenía que este orden lograba un buen balance.

También se puede valorar la opción de hacer un fractal de Koch con base hexagonal, aunque en este TFG no se explorará más allá del diseño del mismo. Aún así se adjunta su código en el Anexo 2 para líneas futuras. Como se mencionaba anteriormente, el copo de nieve de Koch es un fractal generado mediante la repetición de una regla geométrica sobre cada segmento de una figura inicial (en este caso, un hexágono). La función `koch_snowflake` se llama recursivamente en cada segmento hasta que se alcanza el orden deseado.

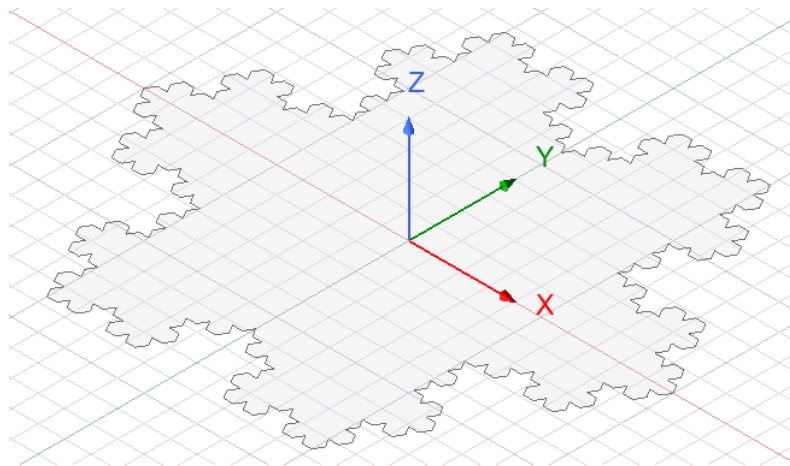


Fig. 5.18. Fractal de Koch de orden 3 con base hexagonal.

De ambos tipos de fractal se ha escogido el de base de triángulo equilátero (Fig. 5.17) por ser utilizado en mayor medida en el diseño de filtros [29]. En el diseño base se toma un fractal con un tamaño de lado inicial de 1mm, lo que en este trabajo equivaldrá al parámetro $k = 1$. Para poder modificar el tamaño del fractal, se irá cambiando el valor de k . Para su creación, se va a `Edit`→`Scale` tal y como se puede observar en la Fig. 5.19, donde como se aprecia no es necesario multiplicar en el eje z .

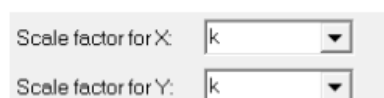


Fig. 5.19. Creación del parámetro k .

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

A continuación, una vez se haya diseñado el fractal, se situará sobre la superficie de la guía de onda, es decir, en Top, y se duplicará en la parte de abajo del sustrato. Como se quiere que el fractal vaya desde este punto hasta la parte superior de la guía de onda, convirtiéndose así en una figura en tres dimensiones, se selecciona Modeler→Surface→Connect (Fig. 5.20).

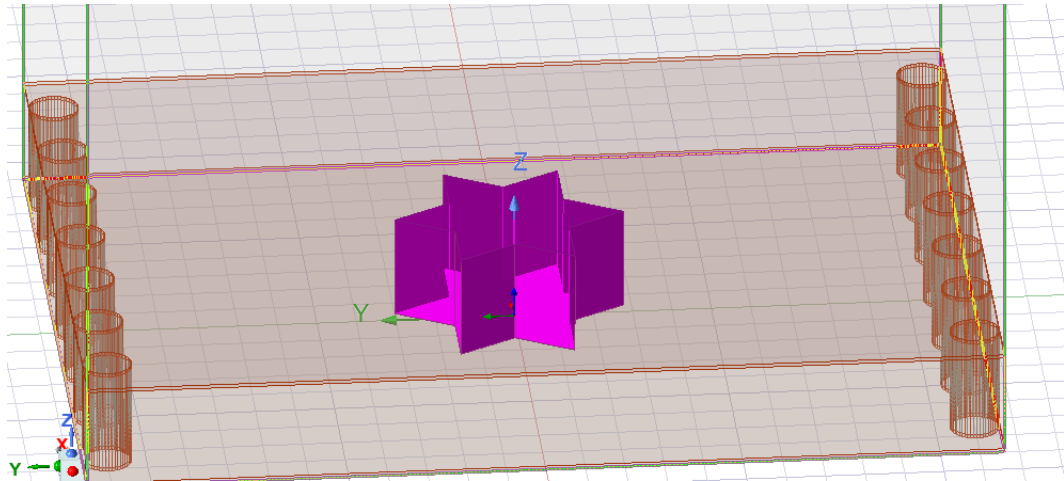


Fig. 5.20. Fractal de orden 1 en tres dimensiones tras aplicar Connect.

Se desea sustraer el fractal únicamente de Top (Fig. 5.22), de tal manera que el sustrato no se vea afectado. La idea de la sustracción es que el fractal cree un hueco en la guía de onda, y si la opción *Clone tool object before operation* está activada, se tendrían que eliminar manualmente los objetos sobrantes. Por lo tanto, para que no se superponga con la geometría resultante ni genere problemas en la asignación de materiales o errores en la simulación, habrá que asegurarse de que no esté ticada (Fig. 5.21).

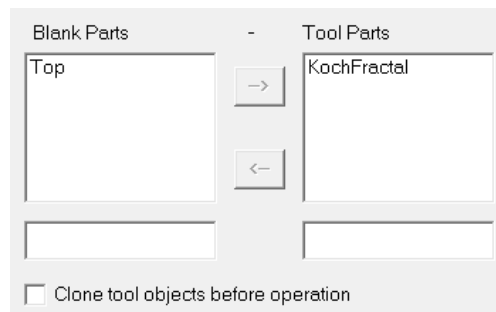


Fig. 5.21. Operación Subtract entre Top y el fractal de Koch.

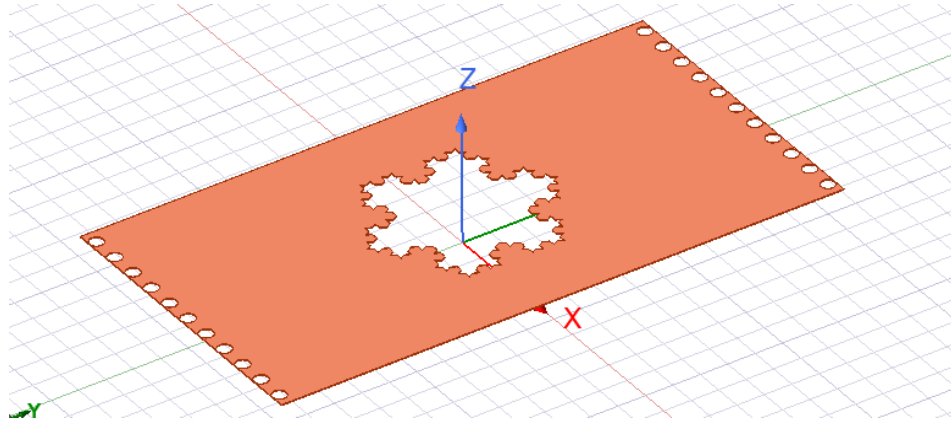


Fig. 5.22. Vista de la capa Top con el fractal sustraído.

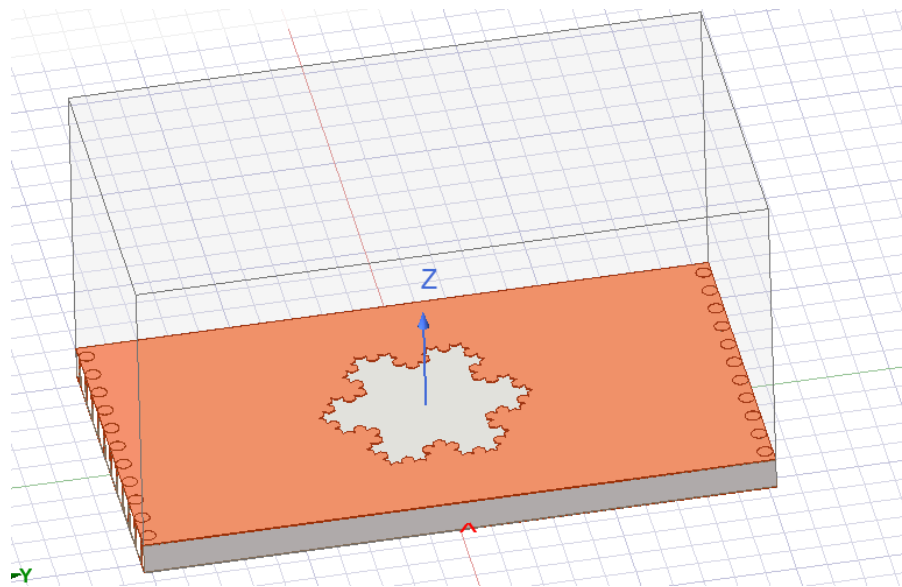


Fig. 5.23. Vista de la guía de onda al completo con el fractal sustraído.

5.6. Simulación de celdas periódicas con modos SSPP

Las condiciones de frontera maestro-esclavo en HFSS (llamadas Primary-Secondary en versiones más recientes) se usan para simular estructuras periódicas en el análisis de modos propios (Eigenmode Solver Fig. 5.24) o en simulaciones de propagación de ondas en estructuras repetitivas como cristales fotónicos, metamateriales y guías de onda periódicas.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

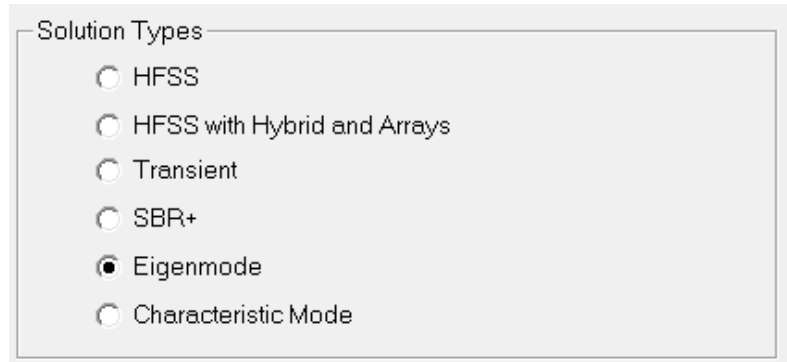


Fig. 5.24. Tipo de solución en análisis de modos propios (Eigenmode Solver).

Antes de aplicar las condiciones de frontera, es importante modelar la celda unitaria de la estructura periódica, teniendo que diseñar una celda que se repita en una dirección o en dos (para estructuras bidimensionales como SIW periódicos o cristales fotónicos). Es importante también asegurarse de que la celda esté bien alineada con los ejes x e y para facilitar la aplicación de condiciones periódicas. Las condiciones maestro-esclavo deben aplicarse en pares de caras opuestas de la celda unitaria.

Para la condición "Maestro" (Primary), se selecciona una cara de la celda unitaria y se va al panel Boundary Conditions en HFSS. Se hace clic en Assign Boundary \rightarrow Coupled \rightarrow Primary. Para la condición "Esclavo" (Secondary), se selecciona la cara opuesta a la que se asigna como "maestro" y de la misma manera se hace clic en Assign Boundary \rightarrow Coupled \rightarrow Secondary. Se abrirá una ventana de configuración en la que hay que seleccionar la frontera maestro correspondiente (ej. Master_X). Se activa a su vez la opción Phase Delay (Fig. 5.25), ya que en Eigenmode Solver, esto permite analizar modos en distintos puntos de la zona de Brillouin. Es importante definir el desplazamiento de fase entre las condiciones maestro y esclavo, ya que en estructuras periódicas, las ondas pueden tener un cambio de fase al propagarse de una celda a otra. HFSS permite definirlo con un parámetro ϕ en términos del vector de onda k :

$$\phi = k_x d_x + k_y d_y + k_z d_z$$

Donde dx, dy, dz son las dimensiones de la celda unitaria y k_x, k_y, k_z son los componentes del vector de onda.

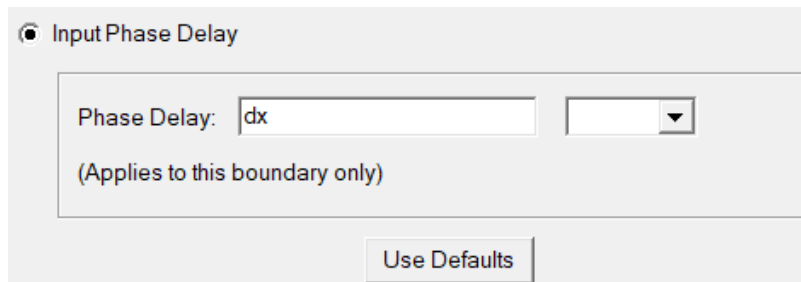


Fig. 5.25. Desplazamiento de fase en las condiciones maestro-esclavo.

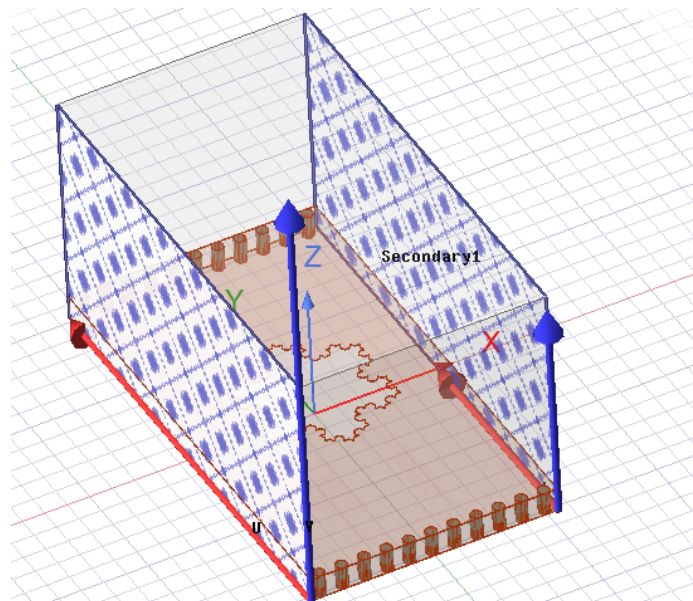


Fig. 5.26. Celda con las condiciones de maestro-esclavo.

Para barrer la zona de Brillouin y obtener el diagrama de dispersión (apartado 3.4), se podrían definir k_x y k_y como variables de sweep paramétrico en HFSS. Sin embargo, el objetivo es estudiar qué frecuencias son capaces de guiarse por la estructura SIW con el fractal en la dirección de propagación, que en la guía es la dirección x . Es por ello que solo se analizará la primera zona de Brillouin, entre los puntos Γ (Gamma) y X , equivalente a la curva de dispersión. Por tanto, se va a Optimetrics \rightarrow Add Parametric, para explorar cómo cambian los resultados al modificar ciertos parámetros del diseño sin necesidad de configurar múltiples simulaciones manualmente. Para la fase que se había determinado (dx), se define un barrido lineal desde 0° hasta 180° con un paso de 50° , por lo que se explorarán valores en: 0° , 50° , 100° , 150° , 180° . Este barrido de la variable dx se puede tomar con un mayor número de valores si se quiere una gráfica más continua y precisa. Sin embargo, esto aumenta

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

considerablemente los tiempos de simulación. En cuanto al factor de escala del fractal (k), también se define un barrido lineal con un paso de 0.2, cuyos valores iniciales y finales se irán modificando para estudiar el comportamiento de la celda según el orden y escala del fractal y según la propia longitud de la celda (Fig. 5.27).

Sync #	Variable	Description
	dx	Linear Step from 0deg to 180deg, step=50deg
	k	Linear Step from 1 to 3, step=0.2

Fig. 5.27. Parámetros en Optimetrics.

Una vez se ha analizado y simulado la celda, se procede a crear la gráfica. Para conseguir analizar la frecuencia de la parte real del primer modo propio de la estructura, se va a Results → Create Eigenmode Parameters Report → Rectangular Plot (Fig. 5.28). Se seleccionan todos los valores de k y se coloca la fase dx en el eje x. Por lo tanto, dx será la variable primaria del barrido paramétrico, evaluándose así cómo la frecuencia guiada cambia en función de la fase.

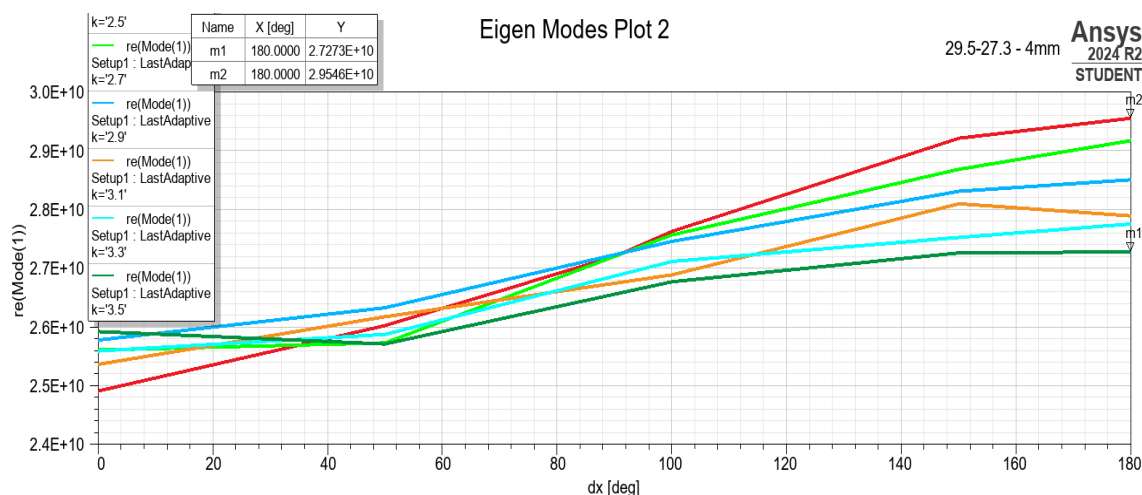


Fig. 5.28. Gráfica de la frecuencia del primer modo propio según k en la banda Ka, con una longitud de la celda de 4mm y un fractal de orden 3.

Como se observa en la Fig. 5.28, diferentes valores de k generan distintas curvas, indicando que el factor de escala del fractal influye en la dispersión modal. Cuanto mayor sea este, menor será la frecuencia de corte de la celda. Algunas curvas presentan menor variabilidad con dx , mientras que

otras muestran una mayor pendiente. En la gráfica de la Fig. 5.28 lo que se aprecia es el rango de frecuencias que son capaces de guiarse con esa estructura. Gracias al uso de las estructuras fractales, aparece una asíntota horizontal, que a partir de cierta frecuencia ya no puede guiarse (esta será la frecuencia que se tomará como frecuencia de corte superior del filtro). Como se puede observar, se ha conseguido que con diferentes valores de k , la celda deje de guiar desde 27.27 GHz a 29.54 GHz (Fig. 5.29), con k entre 3.5 y 2.5 respectivamente, una longitud fija de la celda de 4mm y un fractal de orden también fijo igual a 3, lo que satisface el objetivo de 28 GHz que se había marcado en el apartado 5.5.

Name	X [deg]	Y
m1	180.0000	2.7273E+10
m2	180.0000	2.9546E+10

Fig. 5.29. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los modos propios para una celda de 4mm y orden 3 en la banda Ka.

Según se vayan modificando los valores de k y los de la longitud de la celda, se obtendrán distintas frecuencias de corte. Se observa a continuación cómo influye la longitud de la celda en la banda Ku. Para esto, se deja la k estática con un valor fijo de 5 y se realiza un barrido con un paso de 0.3 sobre el parámetro que mide la longitud de la celda.

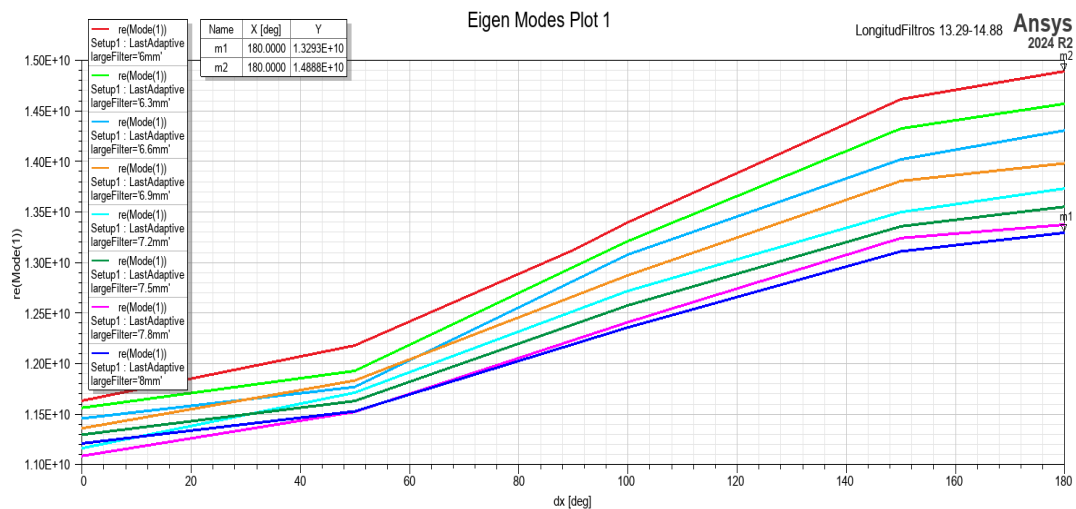


Fig. 5.30. Gráfica de la frecuencia del primer modo propio según la longitud de la celda en la banda Ku, con un valor de escala de 5 y un fractal de orden 3.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Tal y como se observa en la Fig. 5.30, a medida que la longitud de la celda aumenta (de 6 mm a 8 mm), la frecuencia del modo fundamental disminuye en todo el rango de dx . La curva correspondiente a la celda de 6 mm (roja) muestra las frecuencias más altas, mientras que la curva de la celda de 8 mm (azul oscuro) presenta las frecuencias más bajas. Esto significa que las celdas más largas bloquean la propagación en frecuencias más bajas en comparación con las celdas más cortas, lo que es coherente con la periodicidad del diseño, ya que la estructura actúa como una red de Bragg (subapartado 3.4.3), donde la longitud de las celdas unitarias influye en la frecuencia a la que ocurre la atenuación máxima. Este comportamiento es típico en estructuras periódicas en guías de onda SIW ya que las celdas más cortas poseen una mayor frecuencia de corte (se necesita una frecuencia más alta para que se genere el rechazo) y las más largas una menor frecuencia de corte (se produce el filtrado a frecuencias más bajas). A nivel físico, esto se debe a que el aumento en la longitud de la celda alarga la periodicidad efectiva de la estructura, desplazando las zonas de atenuación hacia frecuencias menores. La pendiente de las curvas sigue una relación aproximadamente lineal con dx , lo que indica que el comportamiento del modo fundamental se ve afectado de manera progresiva por la periodicidad de la estructura. Se observa también que para valores grandes de dx , la diferencia entre las frecuencias de distintos celdas es más notoria.

Name	X [deg]	Y
m1	180.0000	1.3293E+10
m2	180.0000	1.4888E+10

Fig. 5.31. Marcadores en frecuencias clave de la gráfica de los modos propios para una celda de $k = 5$ y orden 3 en la banda Ku.

Como se ve en la Fig. 5.31, los puntos clave son m1 y m2 en $dx = 180^\circ$, correspondientes a la celda más corta (6 mm), con la frecuencia de corte más alta (m2 \approx 14.88 GHz) y a la celda más larga (8 mm), con la frecuencia de corte más baja (m1 \approx 13.29 GHz).

De esta manera, lo más rentable es combinar una menor longitud de la celda, para evitar pérdidas y costes, con un valor de k más grande, con el que

se pueden obtener frecuencias de corte inferiores. En una celda SIW, la longitud influye en las pérdidas de inserción debido a la atenuación dieléctrica y a la conductividad de las paredes metálicas. Una celda más corta minimiza estas pérdidas, mejorando la eficiencia. Las más largas introducen efectos de dispersión más significativos, lo que afecta a la calidad de la señal al modificar su fase y provocar distorsión de grupo. Una celda más corta con una k mayor reduce este problema. Además, en aplicaciones satelitales y de telecomunicaciones, el espacio es un recurso crítico. Una celda más corta permite diseños más compactos y livianos. Aumentar k permite alcanzar un comportamiento de rechazo más eficiente sin necesidad de alargar el dispositivo. Esto significa que se pueden lograr cortes más definidos con una estructura más compacta. En suma, una celda más corta requiere menos material y es más fácil de fabricar, especialmente en tecnologías como PCB o substratos dieléctricos donde el espacio es costoso.

Por todos estos motivos, se eligen como valores definitivos de la celda periódica en la banda Ka un valor de la variable k de 3.3 y una longitud de la celda de 3.6 mm, alcanzando una frecuencia de corte de 28 GHz. La longitud de onda en el vacío a 28 GHz se calcula como:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{28 \times 10^9} \quad \lambda = \frac{3}{28} \times 10^{-2} = 0.01071 \text{ m} = 10.71 \text{ mm}$$

Ahora, se expresa 3.6 mm en términos de esta longitud de onda:

$$\frac{3.6 \text{ mm}}{10.71 \text{ mm}} = 0.336\lambda$$

De la misma manera, tras varias pruebas, se elige en la banda Ku una celda con un valor de la variable k de 6.5 y una longitud de la celda de 6.7 mm (Fig. 5.34), alcanzando una frecuencia de corte de 12.8 GHz. Por tanto, la longitud equivalente en términos de longitud de onda en el vacío será de 0.286λ .

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

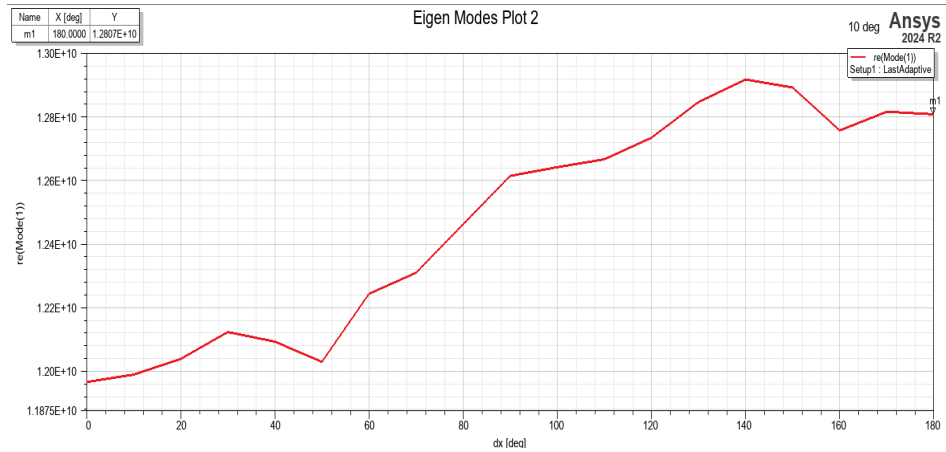


Fig. 5.32. Gráfica del comportamiento de la celda en la banda Ku con un valor de la variable k de 6.5 y una longitud de la celda de 0.286λ .

Como se puede observar en la Fig. 5.32, la frecuencia del modo inicia cerca de 11.9 GHz y aumenta progresivamente hasta aproximadamente 12.8 GHz a $dx=180^\circ$ (Fig. 3.33), lo que sugiere que el sistema está experimentando un aumento en la frecuencia de resonancia conforme cambia el parámetro dx . Además, se ha tomado un paso de 10° para alcanzar una precisión mayor.

Name	X [degl]	Y
m1	180.0000	1.2807E+10

Fig. 5.33. Frecuencia de corte de la celda con valor de k de 6.5 y longitud de celda de 0.286λ para la banda Ku.

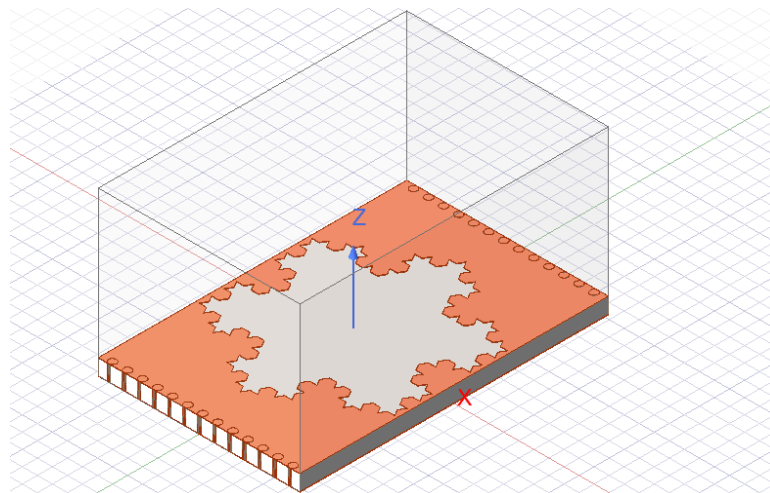


Fig. 5.34. Diseño de la celda periódica en la banda Ku con un valor de k de 6.5 y una longitud de la celda de 0.286λ .

5.7. Diseño de las transiciones

Como se ha visto en el apartado 5.6, cuando se diseña un filtro en guía de onda SIW con fractales, el fractal introduce discontinuidades periódicas que afectan a la respuesta en frecuencia del filtro. El diseño base del filtro SIW ya tiene una frecuencia de corte determinada por sus dimensiones y la periodicidad de las estructuras internas. En este tipo de filtros, la frecuencia de corte puede definirse como el punto en el que comienza a propagarse un segundo modo, ya que esto indica que la estructura deja de comportarse como un filtro monomodo y pierde su selectividad. En el caso de la banda Ka, tal y como se había diseñado en el apartado 5.4, se puede ver en la Fig. 5.15 que en 45.95 GHz (aproximadamente 46 GHz) aparece un segundo modo guiado, lo que está fuera de la banda de interés. Entre la frecuencia del modo superior (46GHz) y la frecuencia final de la banda Ka (40GHz) se tomará un punto intermedio entre ambas para asegurar la banda. En base a esto, para diseñar las transiciones con el fractal, se tomará 41.5 GHz como la frecuencia de corte máxima de referencia sin fractal para así facilitar el diseño del filtro final, de tal manera que presente el mismo número de transiciones que en la banda Ku. Será suficiente con dos transiciones, para así no alargar excesivamente el tamaño del filtro y conseguir los efectos deseados sin exceder el rango de frecuencias controlado por cada transición. Además, se tomará 28 GHz (correspondiente a la frecuencia de corte de la celda unitaria base con $k = 3.3$ y longitud 0.336λ , apartado 5.6, Fig. 5.28) como la nueva frecuencia de corte con fractal. Por tanto, el efecto del fractal ha desplazado la frecuencia de corte de 41.5 GHz a 28 GHz, lo que significa que ha "movido" la transición en 13.5 GHz:

$$\Delta f = 41.5 \text{ GHz} - 28 \text{ GHz} = 13.5 \text{ GHz}$$

Como se menciona en el párrafo anterior, se quieren introducir 2 transiciones en este intervalo de 13.5 GHz. Para hacerlo, se distribuyen estas transiciones de manera equidistante. La separación entre cada una de ellas es de:

$$\frac{13.5 \text{ GHz}}{3} = 4.5 \text{ GHz}$$

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Así, se ubican las transiciones en las siguientes frecuencias, teniendo en cuenta que el filtro está a 28 GHz:

1. Primera transición en $28 + 4.5 = 32.5$ GHz
2. Segunda transición en $32.5 + 4.5 = 37$ GHz

La última transición ocurre en 37 GHz, ya que la siguiente frecuencia ya sería la frecuencia de corte máxima de referencia (41.5 GHz), lo que confirma que se hizo la división correctamente. Es importante mencionar que estos cálculos son estimaciones de los valores a conseguir para tener una estructura base de cómo realizar el diseño. Según las posibilidades y las optimizaciones realizadas, estos valores pueden cambiar. Cada una de estas transiciones es generada por una celda periódica en la estructura fractal. Estas celdas afectan a la propagación de la onda electromagnética de tal forma que generan los puntos de corte deseados.

1. La primera celda introduce la transición en 32.5 GHz
2. La segunda celda provoca la última transición en 37 GHz

A partir de 41.5 GHz, el filtro sin fractal ya bloquea la señal, por lo que no se necesitan más transiciones. De esta manera, dejando fija la longitud de la celda en 0.366λ (apartado 5.6, Fig. 5.28), habrá que conseguir diseñar celdas con estas frecuencias de corte orientativas, jugando con la escala y el orden del fractal. A modo de recordatorio, cuanto mayores sean estos valores, menor será la frecuencia de corte y viceversa, es decir, son inversamente proporcionales.

Tras varias pruebas, para la primera celda se tomará $k = 2$, con un fractal de orden 3, lo que da una frecuencia de corte de 32.62 GHz (Fig. 5.35).

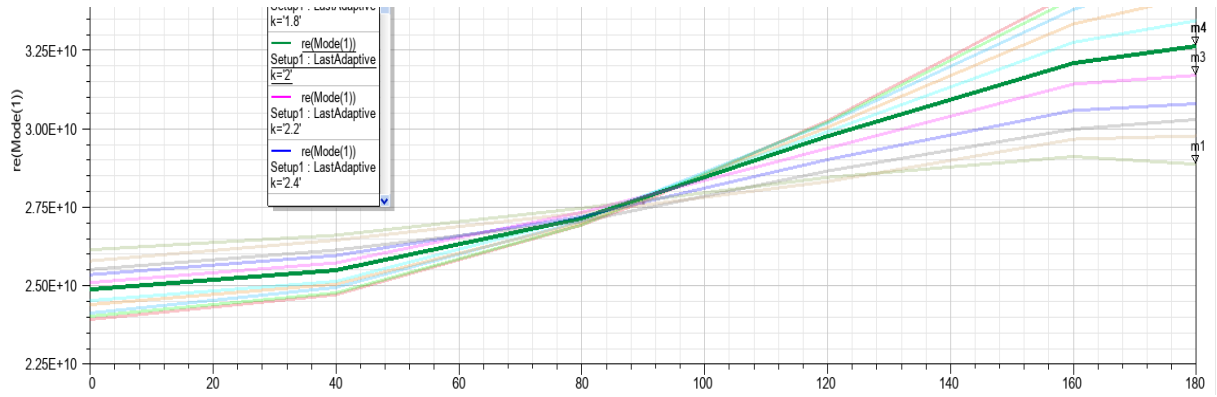


Fig. 5.35. Gráfica del estudio de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.

m4	180.0000	3.2624E+10
-----------	----------	------------

Fig. 5.36. Frecuencia de corte de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.

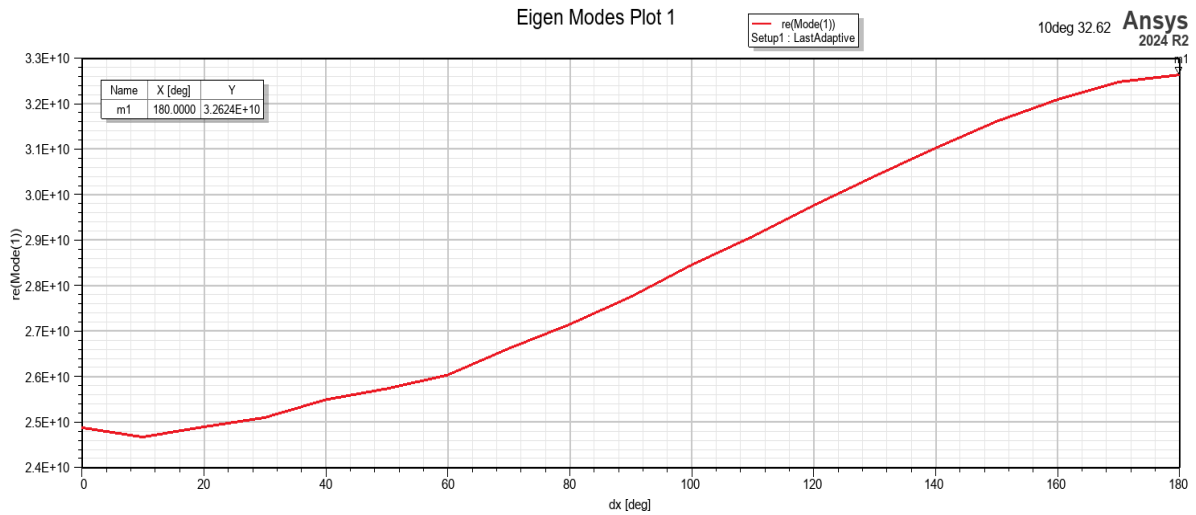


Fig. 5.37. Gráfica individual de la primera celda periódica de transición para la banda Ka.

Para la segunda celda se tomará un valor de $k = 1$ con un fractal de orden 3, lo que da una frecuencia de corte de 36.09 GHz (Fig. 5.38).

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

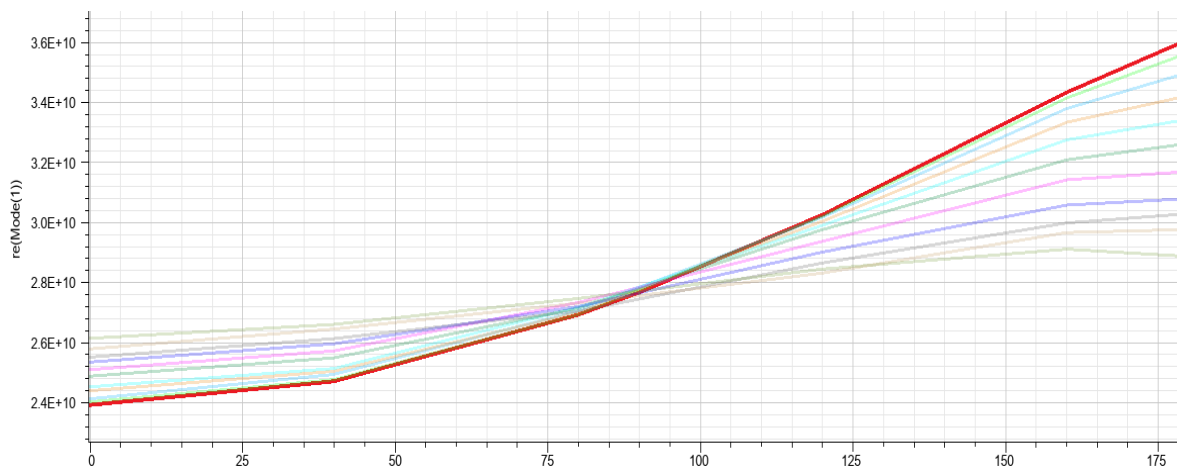


Fig. 5.38. Gráfica del estudio de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.

m1	180.0000	3.6092E+10
-----------	----------	------------

Fig. 5.39. Frecuencia de corte de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.

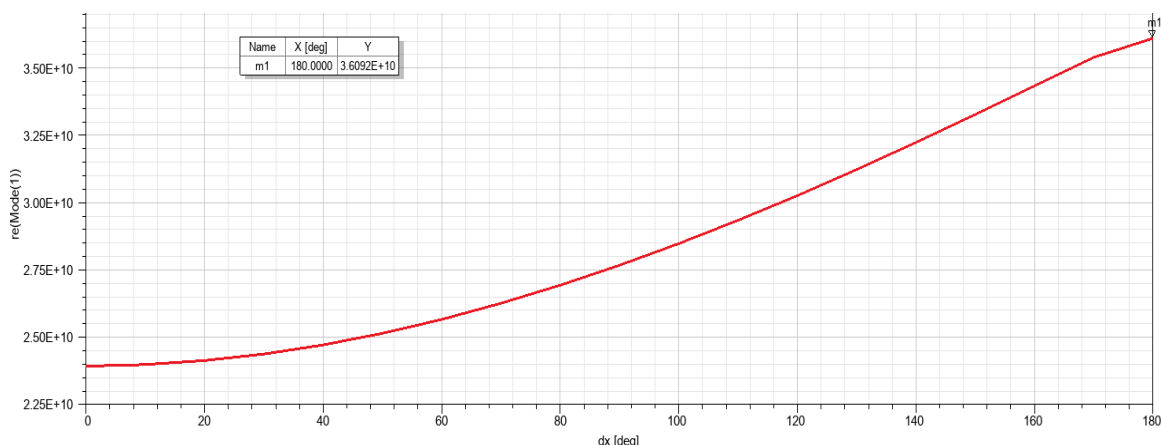


Fig. 5.40. Gráfica individual de la segunda celda periódica de transición para la banda Ka.

Para la banda Ku, según el apartado 5.4, en la Fig. 5.13 la frecuencia de corte de la guía de onda sin fractal es de 20 GHz. Esta es la frecuencia a la que aparece el segundo modo guiado en la guía de onda estándar sin estructura periódica. A partir de esta frecuencia, el filtro deja de funcionar correctamente porque deja de ser monomodo. Por otra parte, la frecuencia de corte de la celda de referencia con la estructura periódica es de 12.8 GHz. Esta era la frecuencia de corte cuando se aplicaba un fractal inicial en la celda periódica en el apartado 5.6, Fig. 5.32. El objetivo ahora es lograr una transición progresiva desde 12.8 GHz hasta 20 GHz en 2 pasos para evitar cambios bruscos y mejorar la adaptación del filtro. La diferencia entre ambas frecuencias es:

$$\Delta f = 20 \text{ GHz} - 12.8 \text{ GHz} = 7.2 \text{ GHz}$$

Si se distribuye esta diferencia en 2 transiciones, el paso entre cada etapa es:

$$\frac{7.2 \text{ GHz}}{3} = 2.4 \text{ GHz}$$

Así, las frecuencias de corte de cada celda deben ser, teniendo en cuenta que el filtro está a 12.8 GHz:

1. Celda 1: 12.8 GHz + 2.4 GHz = 15.2 GHz
2. Celda 2: 15.2 GHz + 2.4 GHz = 17.6 GHz

Así se logra un cambio suave desde 12.8 GHz hasta 20 GHz en 2 transiciones de 2.4 GHz cada una. Si el cambio de frecuencia de corte fuera brusco (de 20 GHz a 12.8 GHz directamente), se generarían reflexiones y pérdidas. Con transiciones progresivas, se evitan estos problemas, lo que se demuestra en el apartado 5.9. Al diseñar cada celda periódica con un cambio progresivo de k y de la longitud de la propia celda, se puede controlar mejor la banda de rechazo del filtro, permitiendo encontrar una configuración óptima para mejorar la supresión de modos indeseados.

Tras varias pruebas, se halla que con $k = 4$ y un fractal de orden 3, la frecuencia de corte de la primera celda se establece en 15.17 GHz, lo que coincide bien con la transición planificada (Fig. 5.41).

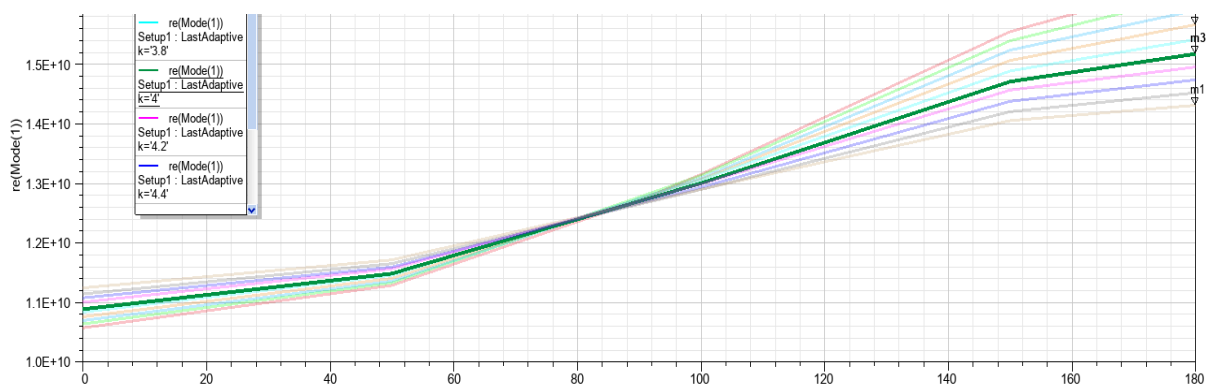


Fig. 5.41. Gráfica del estudio de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

m3	180.0000	1.5170E+10
----	----------	------------

Fig. 5.42. Frecuencia de corte de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.

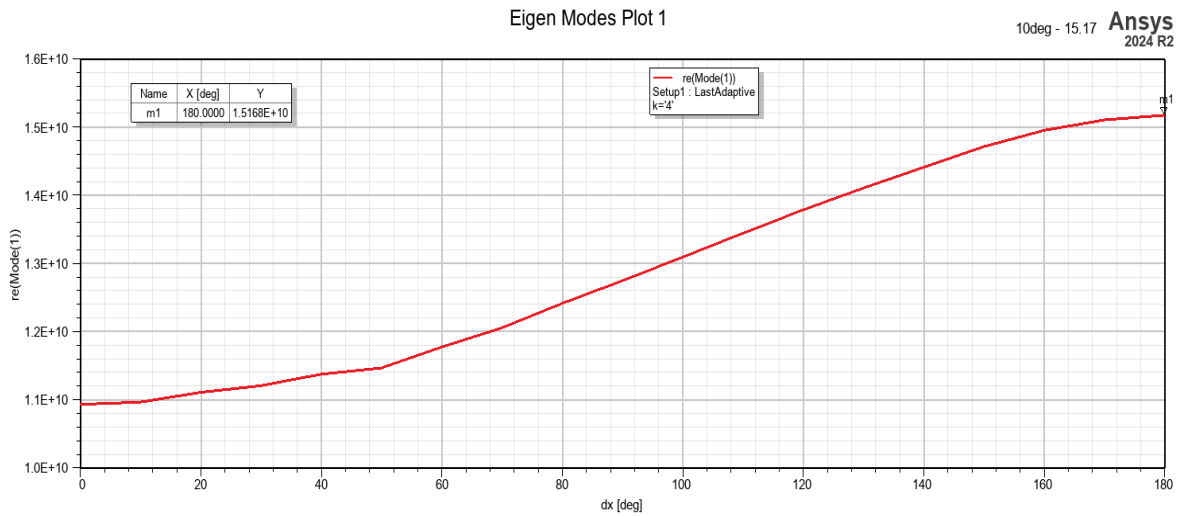


Fig. 5.43. Gráfica individual de la primera celda periódica de transición para la banda Ku.

Ahora, el siguiente paso es definir k para la segunda celda, de manera que su frecuencia de corte se acerque a 17.6 GHz, manteniendo la progresión establecida. Tras varias pruebas, se tomará un valor de $k = 2$, con un fractal de orden 3, alcanzando una frecuencia de corte de 17.57 GHz (Fig. 5.44). El enfoque de transiciones múltiples permite una adaptación progresiva de la impedancia y mejora la selectividad del filtro.

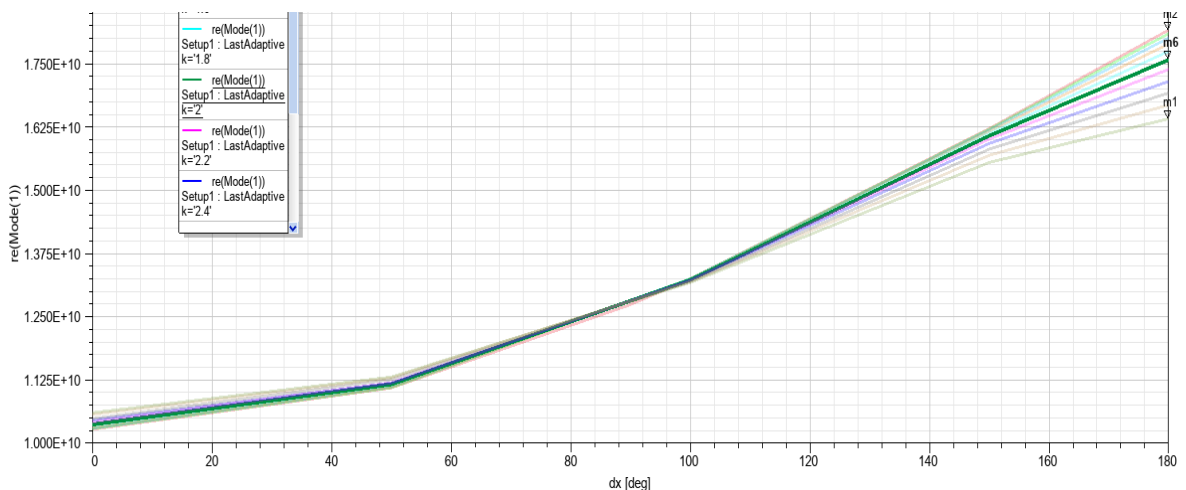


Fig. 5.44. Gráfica del estudio de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.

m6	180.0000	1.7571E+10
----	----------	------------

Fig. 5.45. Frecuencia de corte de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.

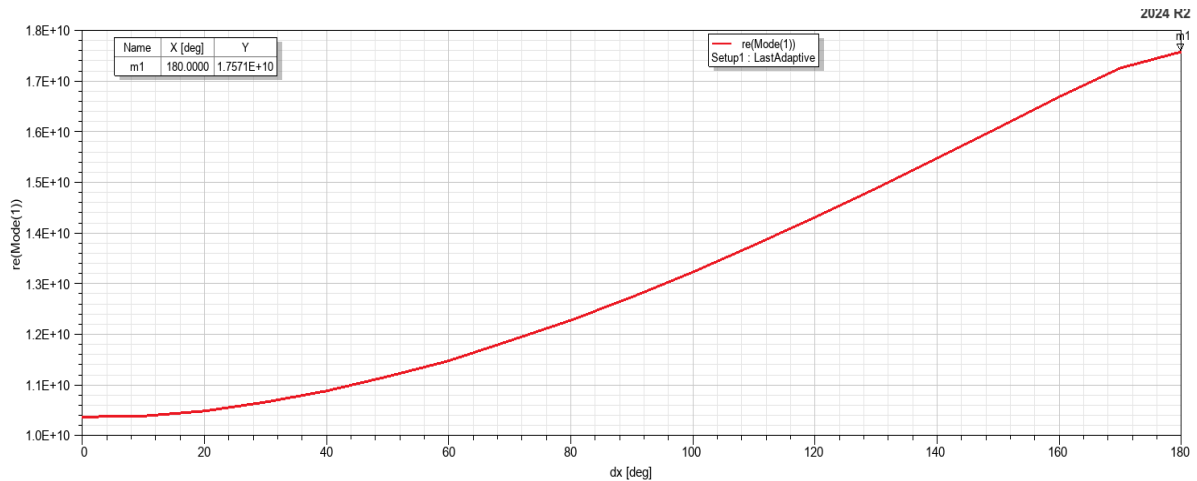


Fig. 5.46. Gráfica individual de la segunda celda periódica de transición para la banda Ku.

5.8. Diseño del filtro con y sin transiciones

Primero, se crea el filtro sin transiciones (Fig. 5.47 y Fig. 5.48) para poder hacer una comparativa y estudiar la eficiencia que supone introducir las transiciones. Sin ellas se estaría pasando de un modo TE a un modo TM directamente. Para ello, se declaran nuevos nombres para los parámetros ya existentes como el largo SSPP (largoSSPP), que deberá ser el mismo que el de la celda periódica. A su vez, se añaden otros parámetros como el número de SSPP (numSSPP), es decir, el número de repeticiones que se tomarán de la celda periódica analizada anteriormente en el apartado 5.6 (se tomará un valor de 4). Se agrega también el largo inicial (largoInicial), una longitud inicial que se toma para que el modo que se excita en los puertos comience a guiarse correctamente por la guía SIW antes de comenzar con la transición. Asimismo se añade el largo del filtro (largeFilter), correspondiente al total de la longitud del filtro teniendo en cuenta todas las celdas periódicas tomadas (numSSPP*largoSSPP) y los tramos de guía iniciales tomados a ambos lados del filtro (2*largoInicial). El resto de parámetros que se habían obtenido

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

mantienen su valor original u optimizado (k , p , la anchura de la SIW W_{SIW} , el diámetro de los vías d , la altura del sustrato h_s , etc).

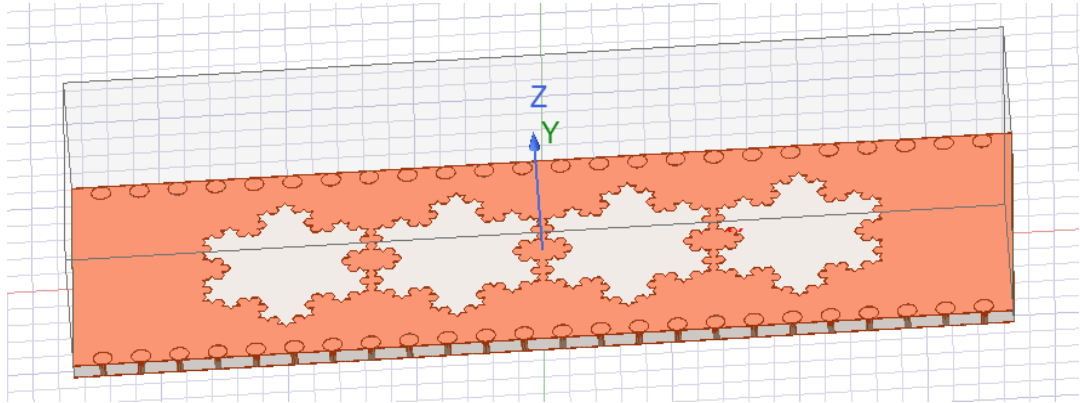


Fig. 5.47. Filtro sin transiciones en la banda Ku.

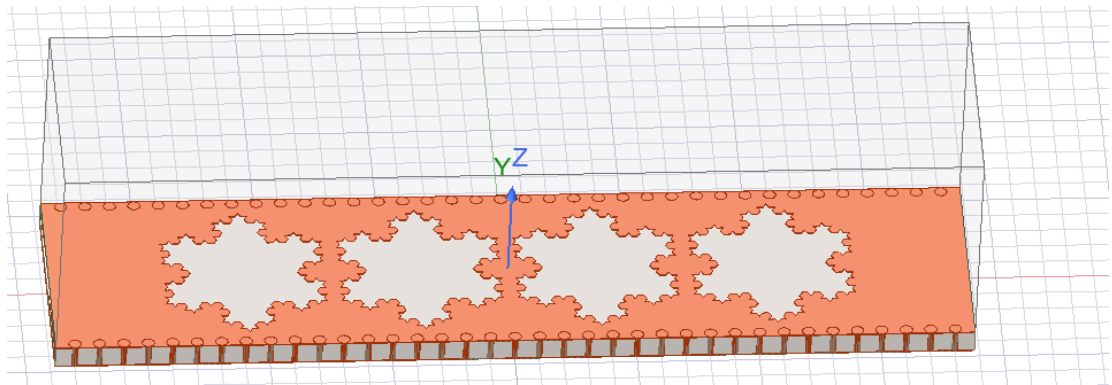


Fig. 5.48. Filtro sin transiciones en la banda Ka.

Para el diseño del filtro con transiciones (Fig. 5.49 y Fig. 5.50) habrá que añadir una serie de parámetros adicionales, entre ellos el largo de las transiciones (largoTrans), que será el mismo que el de la celda periódica y representará la longitud de las regiones de transición físicas entre puertos y celdas. Su ajuste permite controlar la adaptación gradual de campos y minimizar desajustes abruptos de impedancia o modos de propagación. También se añade el valor de k para cada una de estas transiciones, siendo k_{Trans1} el factor de escala para la primera transición geométrica (con valores de 2 para la banda Ka y 4 para la banda Ku siguiendo lo indicado en el apartado 5.7), es decir, la región de acoplo entre el puerto de entrada y la primera celda del filtro y k_{Trans2} el factor de transición entre la última celda del filtro y el extremo de salida (con valores de 1 para la banda Ka y 2 para la banda Ku siguiendo lo indicado en el apartado 5.7). Finalmente, se agrega el

número de transiciones (numTrans), que tal y como se ha calculado anteriormente en el apartado 5.7, tendrá un valor de 2. A modo de recordatorio, el número de transiciones se refiere al número de frecuencias intermedias entre la frecuencia de corte con fractal de la celda periódica que se toma como referencia y la frecuencia de corte sin fractal. Además, habrá que modificar el largo del filtro, teniendo que añadirle al valor anterior el doble de la multiplicación del número de transiciones por el largo de las transiciones ($2 \cdot \text{numTrans} \cdot \text{largoTrans}$).

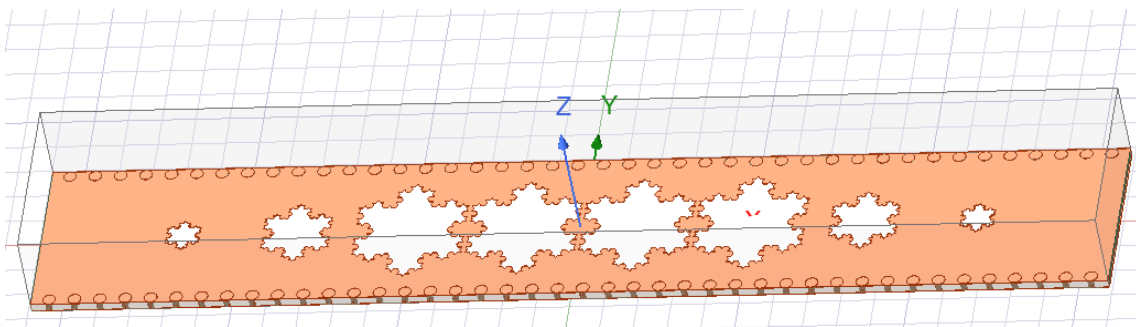


Fig. 5.49. Filtro con transiciones en la banda Ku.

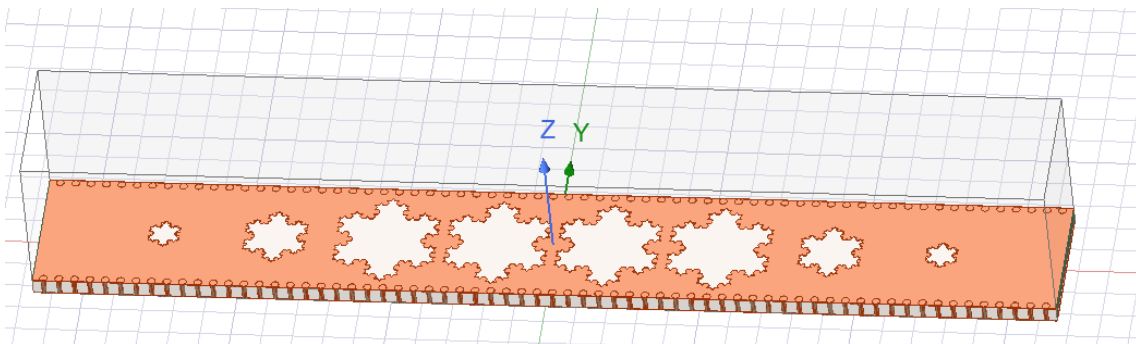


Fig 5.50. Filtro con transiciones en la banda Ka.

5.9. Análisis de la respuesta espectral de los filtros con y sin transiciones

Antes de simular es importante añadir los puertos en los extremos del filtro de la misma manera que se hizo con la guía de onda en el apartado 5.3. A continuación, se adjuntan las gráficas obtenidas tras las respectivas simulaciones.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

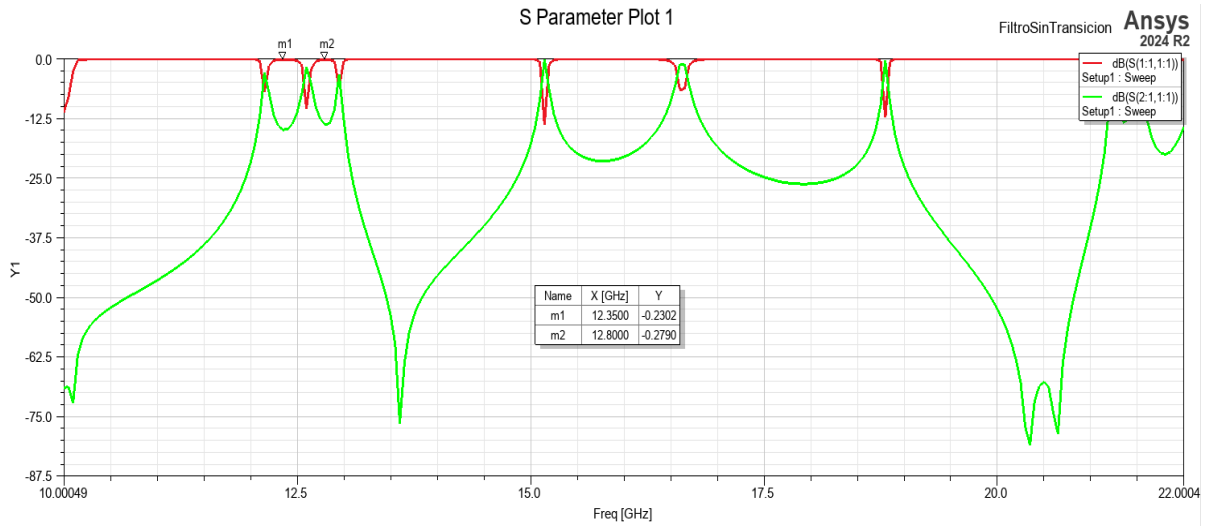


Fig. 5.51. Gráfica de los parámetros S del filtro sin transiciones en banda Ku.

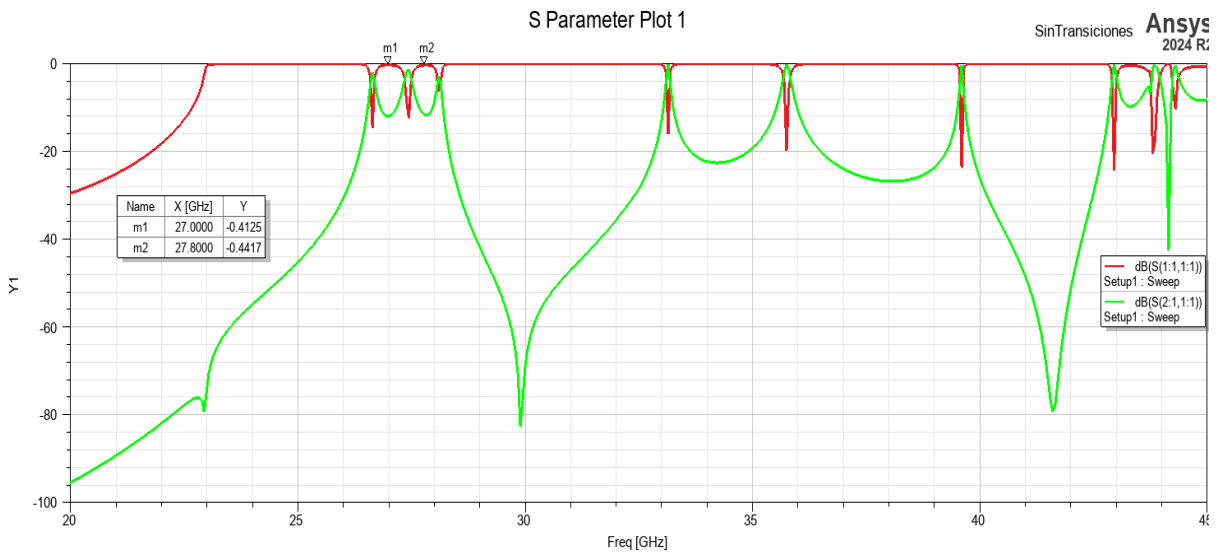


Fig. 5.52. Gráfica de los parámetros S del filtro sin transiciones en banda Ka.

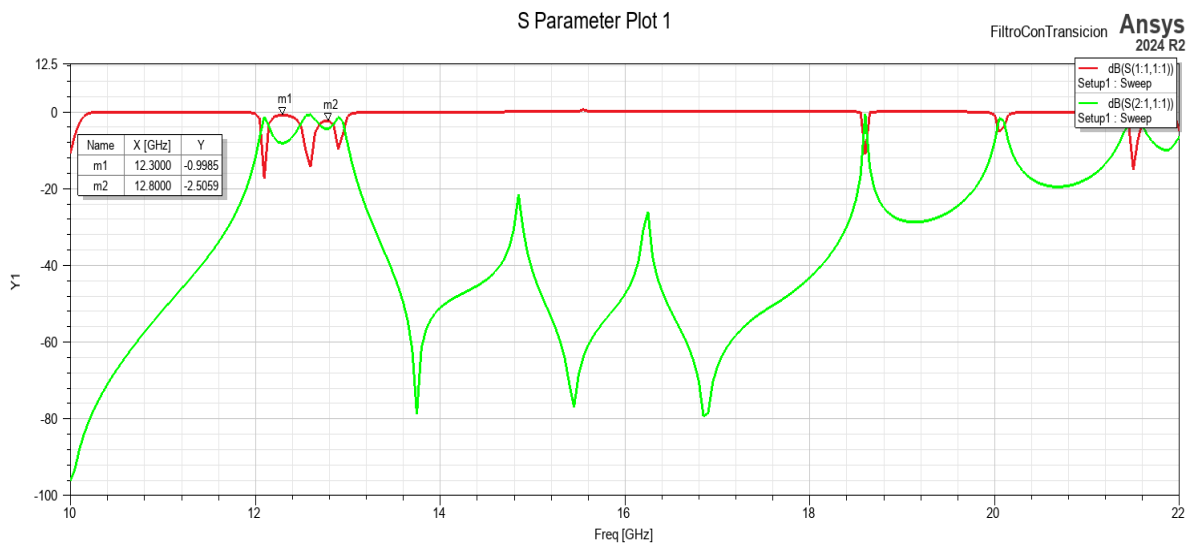


Fig. 5.53. Gráfica de los parámetros S del filtro con transiciones en banda Ku.

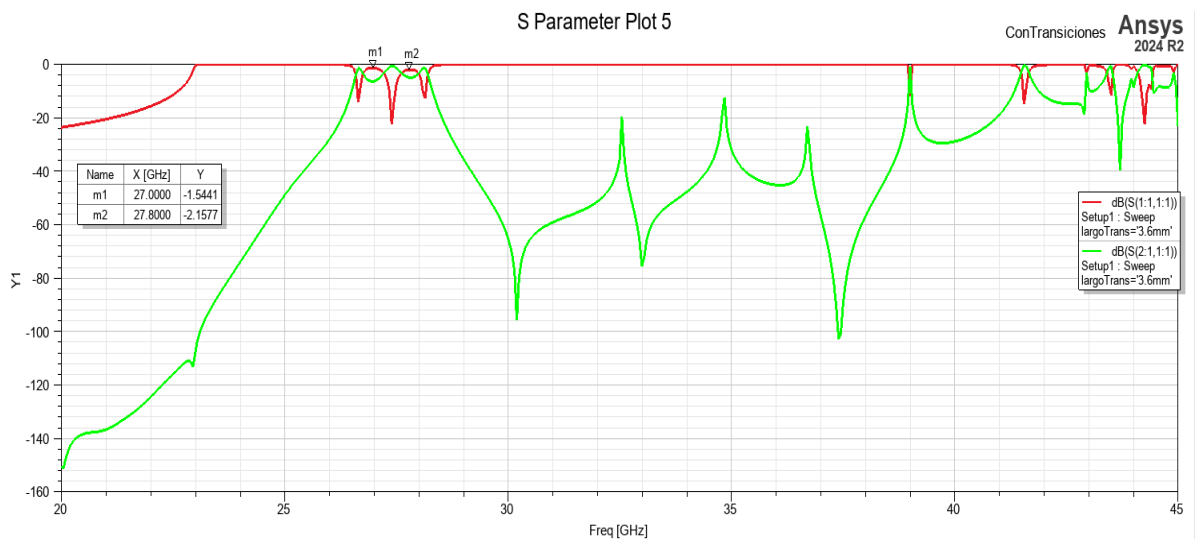


Fig. 5.54. Gráfica de los parámetros S del filtro con transiciones en banda Ka.

Se observa que la inserción de la transición no afecta a la banda de paso del filtro, además de encontrarse situada en las bandas de frecuencia diseñadas para ambos casos (12GHz-12.8GHz para la banda Ku y de 26.5GHz-28GHz para la banda Ka). Los dos filtros diseñados presentan un comportamiento similar y por ello se analizará únicamente uno de ellos, el de la banda Ka. En la gráfica sin transiciones de la Fig. 5.52, se observa que S_{11} en la banda de paso (26.5–28 GHz) está alrededor de -0.4 dB, lo cual indica mala adaptación. Esto implica una fuerte desadaptación entre el filtro y las líneas de entrada/salida. Por otro lado, con transiciones (Fig. 5.54), S_{11} mejora ligeramente hasta -1.5 y -2.1 dB en la misma región. Aunque no es óptimo

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

aún, la mejora es significativa, gracias a un acoplamiento más suave entre el filtro y los puertos. Con esto se concluye que las transiciones suavizan los desajustes de impedancia, reduciendo reflexiones no deseadas y mejorando la eficiencia de entrada. En cuanto a S_{21} sin transiciones (Fig. 5.52), su valor dentro de la banda de paso tiene mayores pérdidas y una curva menos suave en comparativa a cuando se introducen las transiciones (Fig. 5.54). Se observan resonancias más agudas que indican posibles discontinuidades o resonancias parásitas. Con transiciones (Fig. 5.54), S_{21} muestra una curva más continua y progresiva, lo que indica que la señal se propaga de manera más controlada. De este modo, se comprueba que las transiciones optimizan la propagación y reducen pérdidas y efectos parásitos. En cuanto a la respuesta fuera de banda sin transiciones (Fig. 5.52), S_{11} y S_{21} presentan picos abruptos, típicamente causados por desadaptaciones o resonancias no deseadas. Sin embargo, cuando se añaden las transiciones (Fig. 5.54), aunque hay resonancias, estas son más controladas. Finalizando el análisis, se extrae que las transiciones permiten evitar cambios bruscos de impedancia, geometría o materiales, lo que es crítico en altas frecuencias (como en el caso de este trabajo, de 26–40 GHz) donde las pequeñas discontinuidades generan grandes reflexiones y las discontinuidades abruptas causan modos no deseados, resonancias espurias y degradan la linealidad de fase.

Parámetro	Sin transiciones	Con transiciones	Ventaja
S_{11}	-0.4 dB (mala adaptación)	hasta -2.1 dB (mejor adaptación)	Reducción de reflexiones
S_{21}	curva con más pérdidas y resonancias	curva más suave y estable	Mayor eficiencia de transmisión
Fuera de banda	Picos espurios notables	Menor contenido espurio	Mejor selectividad y supresión
Estabilidad	Más resonancias indeseadas	Menos modos parásitos	Mejor comportamiento en sistemas reales

Tabla 5.3. Resumen técnico de ventajas de incluir transiciones.

En el diseño con transiciones de ambos filtros (Fig. 5.53 y Fig. 5.54), aunque se ha mejorado la adaptación de impedancia en los puertos, sigue sin ser un filtro funcional y óptimo. El filtro ha sido diseñado utilizando elementos fractales que emulan el comportamiento de los modos SSPP, adaptados para operar en frecuencias de microondas (apartado 3.4). Estos fractales están diseñados para confinar fuertemente el campo electromagnético en la

superficie metálica (modo TM superficial), introducir una respuesta de tipo resonante con dispersión controlada y generar una respuesta en frecuencia ajustada mediante la geometría (profundidad, periodicidad y forma del fractal). Cuando estos SSPP se integran dentro de una estructura periódica, forman una celda unitaria que debería comportarse de forma repetitiva y predecible en banda. La hipótesis de la causa del fallo fundamental del diseño radica en que los elementos fractales (SSPP) se han dispuesto demasiado próximos entre sí dentro de las celdas unitarias. Esta proximidad excesiva tiene varias consecuencias físicas como el acoplo electromagnético fuerte e incontrolado que se produce entre fractales adyacentes. Al estar muy próximos, los modos confinados en cada SSPP no permanecen localizados, sino que se acoplan fuertemente entre sí, lo que genera una superposición de modos resonantes, con frecuencias muy próximas o incluso degeneradas. De esta manera, en lugar de obtener una única resonancia por celda (o una dispersión controlada), el sistema genera una nube de modos híbridos, que interactúan entre múltiples fractales, produciendo así resonancias múltiples dentro de un mismo periodo espacial, rompiendo la unicidad modal. Por tanto, el conjunto de celdas deja de comportarse como una estructura periódica homogénea.

Recopilando todas las conclusiones, el fallo del filtro con transiciones radica en que los elementos fractales SSPP se han diseñado demasiado próximos entre sí, lo que provoca un acoplamiento electromagnético intenso y la aparición de modos resonantes múltiples altamente próximos (espectro fractal), rompiendo así la periodicidad electromagnética de la celda. Este comportamiento conduce a la superposición espectral no controlada, a la pérdida de funcionalidad como celda periódica y a la incapacidad de generar un bandgap limpio o zonas de paso definidas. Teniendo todo esto en cuenta, las próximas líneas de actuación serían la optimización del filtro actual y la creación de otro filtro con los fractales más separados entre sí.

5.10. Optimización de los filtros

La optimización paramétrica en HFSS consiste en ajustar automáticamente las dimensiones, materiales u otras variables de diseño para alcanzar uno o varios objetivos específicos. HFSS incluye varios algoritmos de

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

optimización, cada uno con ventajas según la complejidad del problema. Uno de ellos es el barrido paramétrico (Discrete Sweep), para la exploración básica, sin ser optimización real. También está el gradiente descendiente (Optimetrics (Local Optimizer)), rápido pero sensible a los mínimos locales. Por otro lado está el algoritmo evolutivo (Genetic Algorithm), robusto y lento pero ideal para soluciones globales. Además del bioinspirado (Particle Swarm Optimization o PSO), que es la alternativa al genético y muy rápido en ciertas topologías. Finalmente el exploratorio (Random Search), útil para funciones no suaves o con ruido numérico. A su vez, la optimización también se puede hacer comprobando cómo afecta cada parámetro a la respuesta frecuencial y ajustando sus valores. El problema de este tipo de optimización es que es muy lenta.

Para poder realizar la optimización, se va a Optimetrics → Add Optimization y se establecen una serie de objetivos como minimizar $|S_{11}|$ en banda de paso (ej. 26.5–28 GHz en banda Ka), lo que es sinónimo de buena adaptación, maximizar $|S_{21}|$ también en banda de paso, logrando la mínima pérdida de inserción y rechazar fuera de banda (ej. <26.5 GHz y >28 GHz en banda Ka) para conseguir una mayor selectividad. Se especificará también que en la banda de paso $|S_{11}|$ sea < -20 dB y $|S_{21}| > -0.2$ dB. Así, se establecen los intervalos de variación permitida para cada parámetro, lo que es fundamental para acotar bien y evitar soluciones no físicas o errores de simulación.

Además, hay que elegir el método adecuado de optimización (local, genético, swarm...), pudiendo combinar métodos en una optimización multinivel (ej. genético + refinamiento local). Se usará el Adaptive Single-Objective (Gradient) ya que se busca que la convergencia sea rápida. Este optimizador usa un enfoque de descenso por gradiente, lo que significa que calcula la derivada local de la función objetivo respecto a cada parámetro de diseño, y sigue esa dirección para encontrar un mínimo. Es bastante rápido, ya que cuenta con pocos pasos comparado con métodos globales (genético/PSO). Además, es preciso en entornos suaves y sin ruidos numéricos, así como adaptativo, ya que puede ajustar su tamaño de paso y dirección si el gradiente cambia rápidamente.

Goals Variables General Options										
Variable	Override	Starting Value	Units	Include	Min	Units	Max	Units	Use Manufacturable Values	Levels
k	<input type="checkbox"/>	3.3		<input checked="" type="checkbox"/>	1.65		4.95		<input type="checkbox"/>	[1.65: 4.95]
k_Trans1	<input type="checkbox"/>	1		<input checked="" type="checkbox"/>	0.5		1.5		<input type="checkbox"/>	[0.5: 1.5]
k_Trans2	<input type="checkbox"/>	2		<input checked="" type="checkbox"/>	1		3		<input type="checkbox"/>	[1: 3]
largoInicial	<input type="checkbox"/>	2.2	mm	<input checked="" type="checkbox"/>	1.1	mm	3.3	mm	<input type="checkbox"/>	[1.1: 3.3] mm
largoTrans	<input type="checkbox"/>	3.6	mm	<input checked="" type="checkbox"/>	1.8	mm	5.4	mm	<input type="checkbox"/>	[1.8: 5.4] mm

Fig. 5.55. Parámetros a optimizar.

Se está ejecutando una optimización monoobjetivo con enfoque determinista por gradiente, ajustando simultáneamente cinco parámetros que escalan la geometría fractal, modifican la interfaz de acoplo y ajustan longitudes críticas de propagación (Fig. 5.55). El rango de cada variable ha sido cuidadosamente elegido para explorar un espacio de diseño moderadamente amplio, permitiendo encontrar un mínimo local efectivo que mejore el comportamiento electromagnético dentro de las bandas. La configuración busca por tanto sintetizar un filtro con estructuras SSPP fractales, con buen confinamiento del campo superficial, incluyendo transiciones controladas, tanto al principio como al final, para conseguir evitar discontinuidades electromagnéticas. A su vez, pretende ajustar finamente la longitud eléctrica efectiva a través de los parámetros largoInicial y largoTrans, sin comprometer el funcionamiento periódico ni inducir acoplos parásitos innecesarios. La optimización está pensada para que el filtro mantenga su funcionalidad en las bandas, maximizando la transmisión (S_{21}) y minimizando la reflexión (S_{11}) en una región específica (ej. 26.5–28 GHz).

A la hora de simular, HFSS ejecutará múltiples simulaciones automáticamente. Para agilizar el proceso, se puede usar distributed computing si se dispone de varios núcleos o servidores. Al finalizar, se verá una tabla de resultados con los valores óptimos encontrados. Se pueden aplicar esos valores directamente al modelo o exportarlos como script de configuración.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Variation	ALTURA	W_SIW	a_SIW	d	hc	hs	k	k_Trans1	k_Trans2	largoinicial	largoSSPP	largoTrans	numSSPP	numTran
6	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	2.4391304	1.1467391	2.5990338	1.2358261mm	3.6mm	4.4496894...	4	2
3	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	2.0086957	0.77173913	2.3768116	2.0278261mm	3.6mm	2.9068323...	4	2
5	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	2.2956522	0.64673913	1.9323671	2.9078261mm	3.6mm	3.9354037...	4	2
2	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	1.8652174	1.0217391	1.7101449	1.5878261mm	3.6mm	2.3925466...	4	2
4	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	2.1521739	1.2717391	2.2657005	2.4678261mm	3.6mm	3.421118m...	4	2
1	10	4.4mm	4.4mm	0.25mm	0.018m...	0.50...	1.7217391	0.52173913	1.0434783	1.1478261mm	3.6mm	1.8782609...	4	2

Tabla 5.4. Resultados de la optimización para la banda Ka.

En la Tabla 5.4 cada fila representa una configuración concreta evaluada por el optimizador, y las columnas muestran los valores de los parámetros geométricos y estructurales usados en cada una. Se están explorando combinaciones de parámetros estructurales que afectan directamente a la respuesta espectral (posición y densidad de resonancias), la adaptación de impedancia (transiciones) y la eficiencia de acoplo superficial de los SSPP. El optimizador ajusta k , k_Trans1 , k_Trans2 , $largoinicial$ y $largoTrans$ dentro de los rangos que se definieron anteriormente en este mismo apartado, mientras que mantiene constantes las otras variables estructurales del filtro. Cada combinación genera un diseño único, simulado y evaluado por HFSS según la función objetivo.

Algunos consejos a tener en cuenta en este proceso son que es importante reducir el número de parámetros simultáneos, puesto que más de 5 o 6 ralentiza mucho la convergencia, usar un diseño DOE (Design of Experiments) previo para identificar sensibilidades, simular con baja resolución al principio (coarse mesh) y afinar en la fase final, limitando el número de iteraciones o tiempo total para evitar bloqueos prolongados, así como supervisar errores numéricos o geometrías inválidas durante la optimización (p. ej., colapsos de estructuras si se acortan más de lo debido).

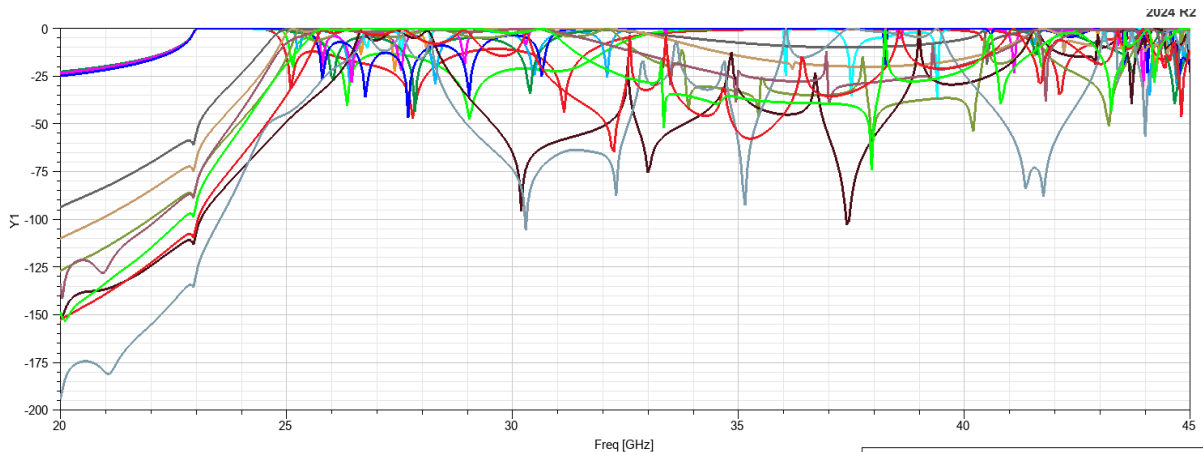


Fig. 5.56. Gráfica de los parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ka.

La gráfica de la Fig. 5.56 muestra el resultado del barrido de optimización, con los valores de S_{11} y S_{21} para cada una de las configuraciones generadas. El eje X representa la frecuencia (20 GHz a 45 GHz en banda Ka) y el eje Y representa la magnitud de los parámetros S en dB. Las curvas representan la respuesta S_{11} y S_{21} para una variación concreta del conjunto de parámetros geométricos (k , k_{Trans1} , k_{Trans2} , largoInicial , largoTrans). El rango de simulación abarca toda la banda Ka, permitiendo observar la aparición de modos SSPP, acoplos y resonancias de forma completa. Se ha logrado obtener una gran diversidad de respuestas espectrales, lo cual es señal de que el espacio de parámetros está bien definido y explorado. Incluso se ha logrado en algunos casos un S_{11} por debajo de -10 dB, indicando buena adaptación en ciertas bandas. También se observa que muchas curvas presentan múltiples resonancias densas y cercanas, especialmente entre 25 y 35 GHz, lo cual confirma la aparición de modos degenerados debido a la proximidad geométrica de los elementos SSPP, tal y como se comentaba en el apartado 5.9. El comportamiento de S_{21} no es limpio ni plano ya que en muchas variaciones hay picos de transmisión pero acompañados de zonas caóticas, lo que sugiere acoplos no controlados entre celdas o reflexiones internas complejas.

Se está visualizando el comportamiento electromagnético completo del filtro SSPP optimizado, incluyendo los efectos de los fractales SSPP, las transiciones geométricas, y la adaptación en banda Ka. Además, la optimización está funcionando como debía puesto que HFSS explora

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

combinaciones que modifican las características espectrales del filtro, permitiendo ahora seleccionar la configuración que mejor cumpla con los requisitos. A continuación se crea una nueva gráfica con los resultados que mejor se adaptan a los requisitos.

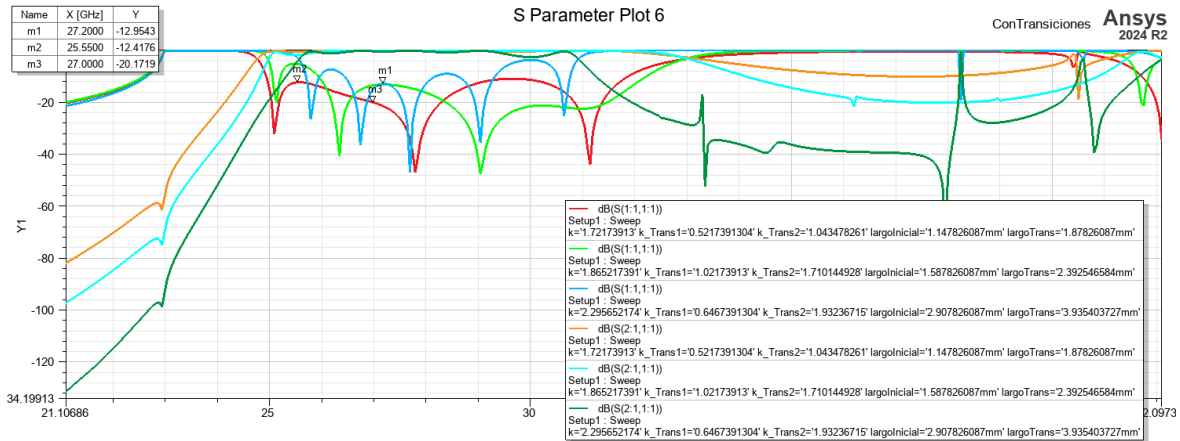


Fig. 5.57. Gráfica de los mejores parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ka.

Como se observa en la Fig. 5.57, la curva roja es la que ha conseguido el mejor valor de adaptación (S_{11}) con un valor de -20.17 dB en 27.00 GHz, pero con valores generales de $S_{11} \leq -12$ dB. Este resultado se ha conseguido gracias a la combinación de parámetros $k = 1.72173913$, $k_{\text{Trans1}} = 0.5217391304$, $k_{\text{Trans2}} = 1.043478261$, $\text{largoinicial} = 1.147826087$ mm y $\text{largoTrans} = 1.87826087$ mm. En cuanto al parámetro S_{21} correspondiente a la curva naranja, se observa que está muy cercano a 0 dB lo cual indica una banda pasante útil y un acoplo efectivo al modo SSPP. Cuando S_{11} es bajo, S_{21} es alto ya que la energía no reflejada entra en el sistema y se transmite. Por lo tanto, la transición no sólo minimiza la reflexión (S_{11} bajo), sino que maximiza el acoplo hacia el modo transmitido. De esta manera, el filtro cumple correctamente su función, una banda de paso con unas bajas pérdidas de inserción, y una banda de rechazo que se consigue hasta los 40 GHz. Sin embargo, la frecuencia superior del filtro se ha desplazado de 28 a 31 GHz, y por tanto se concluye que los fractales tan próximos no permiten obtener filtros con estrechas bandas de paso.

Para la banda Ku, de entre todos los resultados obtenidos, los más óptimos han resultado ser los siguientes.

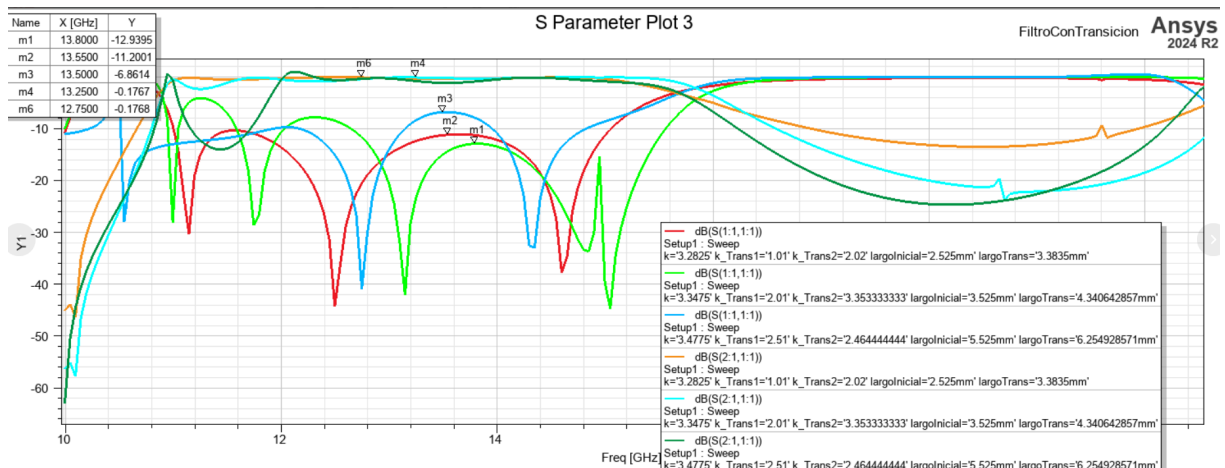


Fig. 5.58. Gráfica de los mejores parámetros S resultantes de la optimización para la banda Ku.

Tal y como se muestra en la Fig. 5.58, las configuraciones más idóneas son la roja y la verde. La verde destaca por la adaptación ($S_{11} \leq -10$ dB). La roja ofrece un equilibrio excelente entre adaptación y transmisión, con un diseño más compacto y robusto, por lo que se presenta como la opción más estable. Sus parámetros son $k = 3.2825$, $k_{Trans1} = 1.01$, $k_{Trans2} = 2.02$, $largoinicial = 2.525$ mm y $largoTrans = 3.3835$ mm. S_{21} . Tal y como se observa en la curva naranja, presenta una transmisión por encima de -0.5 dB en esa región por lo que se concluye que se ha alcanzado un buen compromiso entre reflexión y transmisión en la banda de paso.

A través del proceso de optimización paramétrica en HFSS, se ha logrado mejorar significativamente la adaptación del filtro (reducción de S_{11}) y también aumentar la transmisión (S_{21}) en las bandas objetivo (Ku y Ka). Sin embargo, los resultados obtenidos con la simulación no son satisfactorios por problemas tanto en estabilidad espectral como en adaptación, lo cual se aleja del comportamiento deseado en un filtro práctico. Uno de los objetivos principales en el diseño de un filtro eficiente es que, dentro de la banda de paso, el parámetro S_{21} (transmisión) sea lo más plano posible. Esto garantiza que toda la señal en esa banda pase con mínima atenuación (bajas pérdidas por inserción) y que no haya desviaciones en las frecuencias de corte, asegurando la estabilidad del diseño. Sin embargo, en los resultados obtenidos, la posición de los bordes de banda (frecuencias inferior y superior) cambia notablemente entre configuraciones, lo que implica que el filtro no es estable frente a pequeñas variaciones geométricas, complicando enormemente

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

la fabricación y el ajuste práctico. El otro objetivo de la optimización era reducir S_{11} , es decir, mejorar la adaptación en banda para minimizar las pérdidas por reflexión (return loss). Sin embargo, los valores de S_{11} apenas bajan de los -10 dB en muchos casos, lo cual es insuficiente para un prototipo que se desee fabricar. A su vez, cambios leves en parámetros como k , $largo_{inicial}$ o $largo_{Trans}$ producen grandes variaciones en la respuesta espectral, lo que sugiere que el diseño está en una región de alta sensibilidad geométrica, dificultando la repetibilidad en fabricación y aumentando la dependencia del ajuste fino. Concluyendo, aunque se ha realizado un proceso de optimización para mejorar la adaptación (S_{11}), los resultados no cumplen con los requisitos funcionales mínimos para un filtro pasabanda efectivo. Además, las frecuencias de corte se desplazan excesivamente entre configuraciones, lo que compromete la funcionalidad del filtro.

5.11. Diseño de los filtros con mayor separación entre fractales

Con el objetivo de verificar si la proximidad fractal era el problema, se desarrolla un nuevo diseño en el que se modifica la celda SSPP para obtener un comportamiento más controlado. Para ello, se incrementa la separación entre estructuras fractales, buscando restaurar el comportamiento modal ideal de una celda periódica bien definida. Se mantiene a su vez el número de celdas (4), pero ajustándose parámetros como el tamaño del patrón, su escala y la distancia entre ellos.

Como se quiere que los fractales no se encuentren tan próximos, se necesita aumentar la frecuencia superior del filtro (13.3 GHz para Ku y 30.1 GHz para Ka). A su vez, se ha decidido aumentar una etapa más en la transición para suavizar el cambio entre los modos y mejorar la respuesta frecuencial. El siguiente paso será comprobar si con estas variaciones se consigue mejorar el comportamiento del filtro.

Utilizando fractales de orden 3, los parámetros principales de la celda de referencia para la banda Ku son $k = 5$ y $largo = 8$ mm. Con estos datos, la frecuencia de corte superior (analizada a partir del diagrama de modos propios,

Fig. 5.59) es de 13.3 GHz. En la gráfica, se observa una pendiente modal moderada, adecuada para banda Ku.

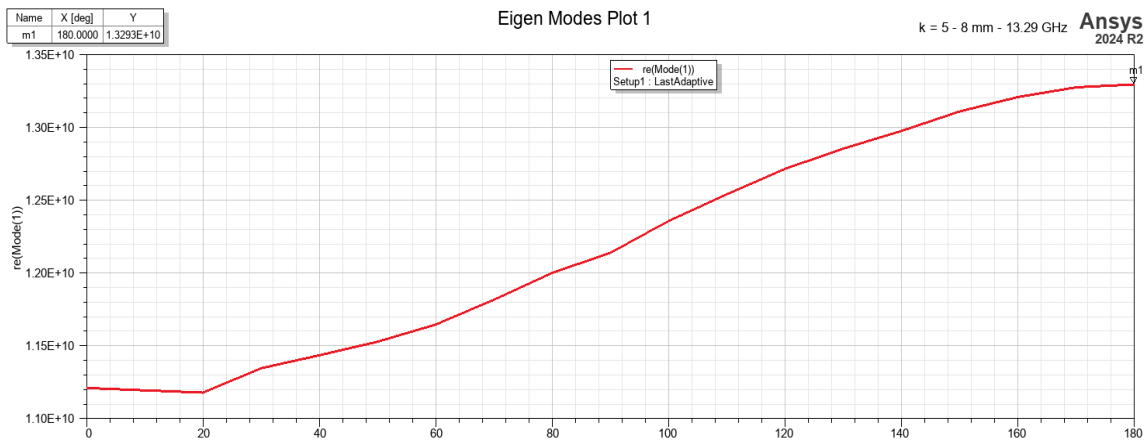


Fig. 5.59. Frecuencia de corte de la celda de referencia en banda Ku con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.

Para asegurar un acoplo progresivo de los modos de propagación, se diseñó una transición en 3 tramos:

Tramo 1 (el más cercano al filtro): $k = 4.5$, largo = 6mm, con un ligero aumento de la frecuencia de corte (Fig. 5.60).

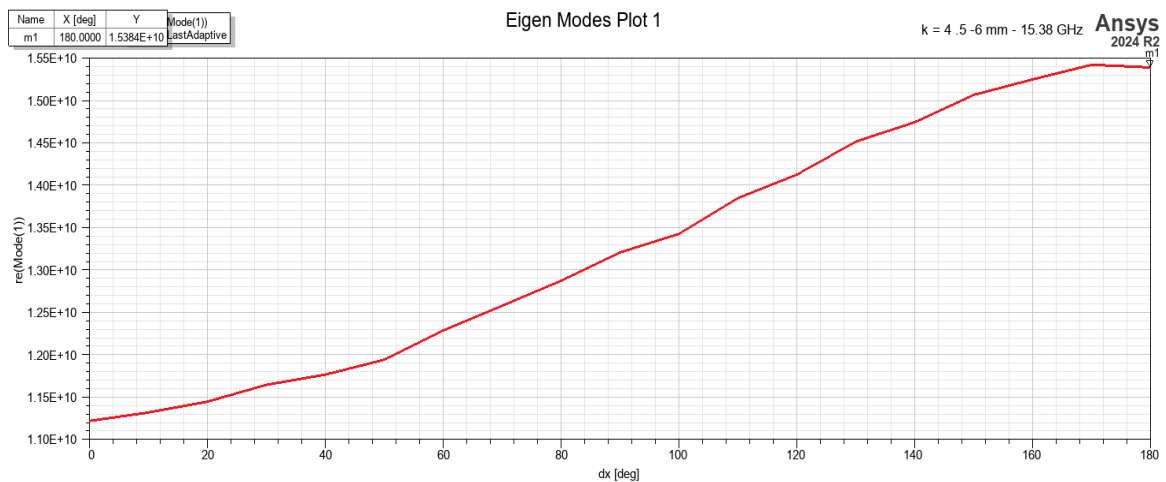


Fig. 5.60. Frecuencia de corte de la primera transición en banda Ku con $k = 4.5$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Tramo 2 (el intermedio): $k = 2.75$, largo = 6mm, celda más compacta, subida de frecuencia natural (Fig. 5.61).

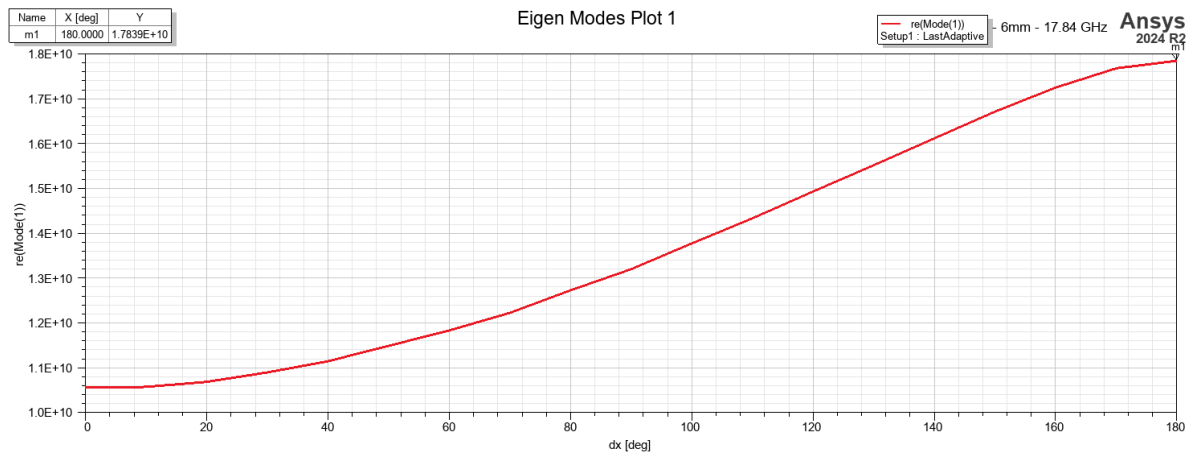


Fig. 5.61. Frecuencia de corte de la segunda transición en banda Ku con $k = 2.75$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.

Tramo 3 (el más lejano al filtro): $k = 1$, largo = 6mm (Fig. 5.62).

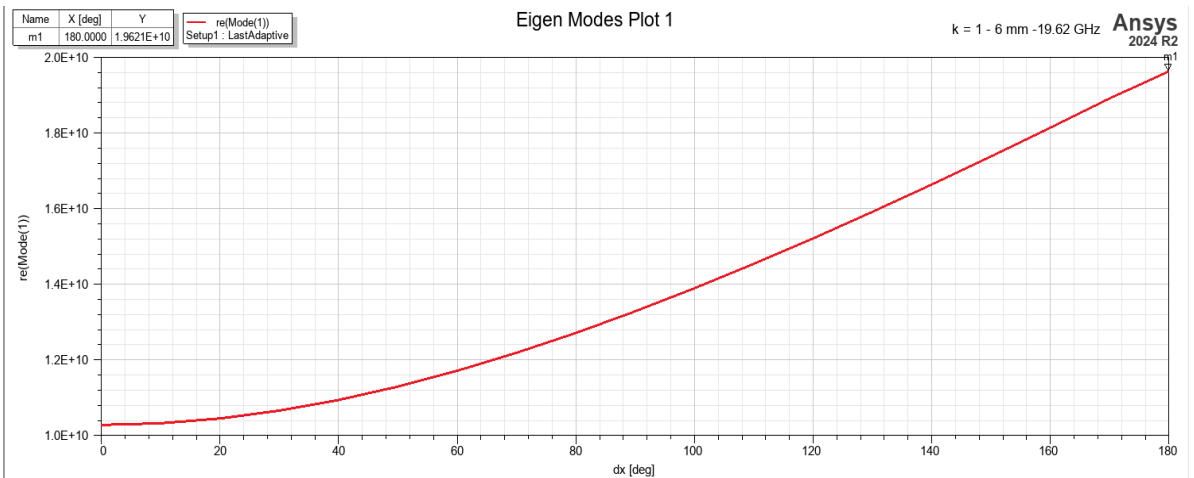


Fig. 5.62. Frecuencia de corte de la tercera transición en banda Ku con $k = 1$ y largo de la celda 6 mm con fractal de orden 3.

Como ya se ha mencionado en el apartado 5.9, esta estrategia escalonada permite minimizar reflexiones internas e igualar la impedancia de los modos SSPP hacia modos guiados tradicionales. Se puede también confirmar que a medida que se reduce k y el largo fractal, el modo SSPP se desplaza a frecuencias superiores, lo que implica que la geometría del fractal y su escala controlan directamente la frecuencia de corte del filtro.

Por otro lado, para la banda Ka, usando también fractales de orden 3, se tienen como parámetros principales $k = 2$ y largo celda = 4.5 mm, alcanzando una frecuencia de corte de 30.1 GHz. De igual modo, la transición en 3 tramos para el filtro en banda Ka es:

Tramo 1 (el más cercano al filtro): $k = 2$, largo = 3.5mm (Fig. 5.63).

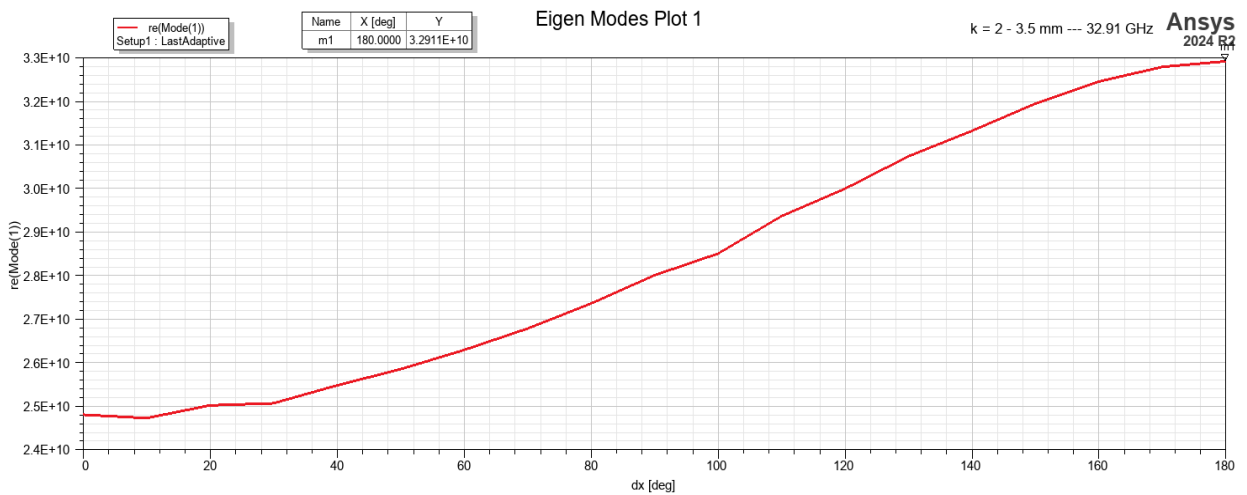


Fig. 5.63. Frecuencia de corte de la primera transición en banda Ka con $k = 2$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.

Tramo 2 (el intermedio): $k = 1.5$, largo = 3.5mm (Fig. 5.64).

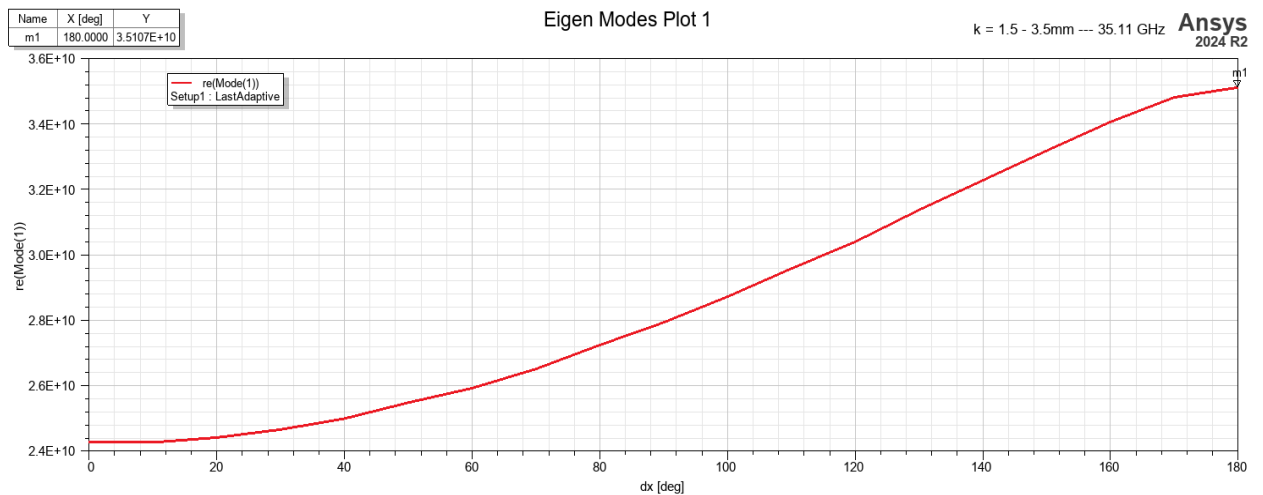


Fig. 5.64. Frecuencia de corte de segunda transición en banda Ka con $k = 1.5$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Tramo 3 (el más lejano al filtro): $k = 1$, largo = 3.5mm (Fig. 5.65).

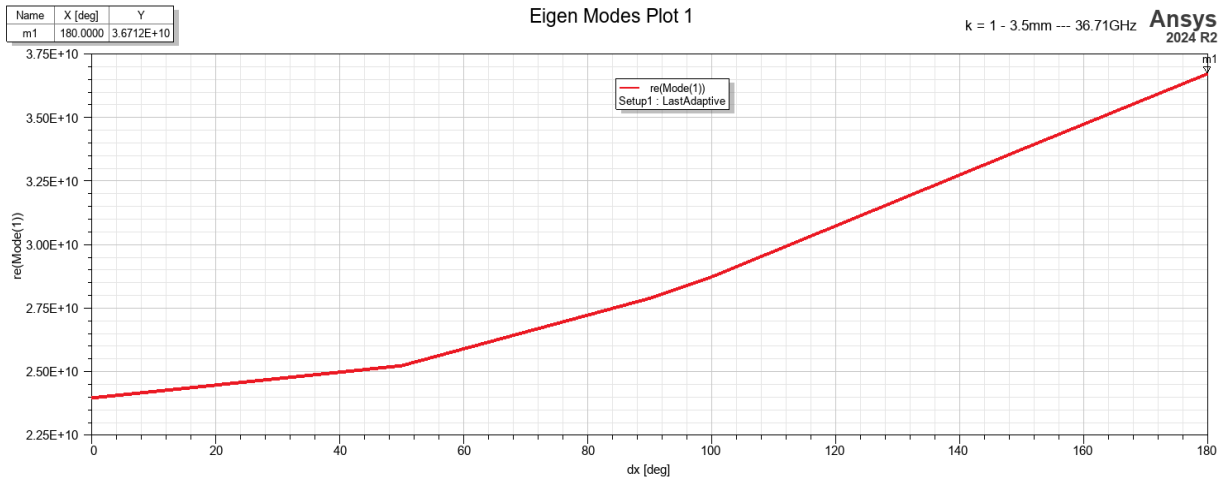


Fig. 5.65. Frecuencia de corte de la tercera transición en banda Ka con $k = 1$ y largo de la celda 3.5 mm con fractal de orden 3.

De esta manera, se ha conseguido diseñar una transición más compacta debido a las frecuencias más altas y a la menor longitud de onda superficial.

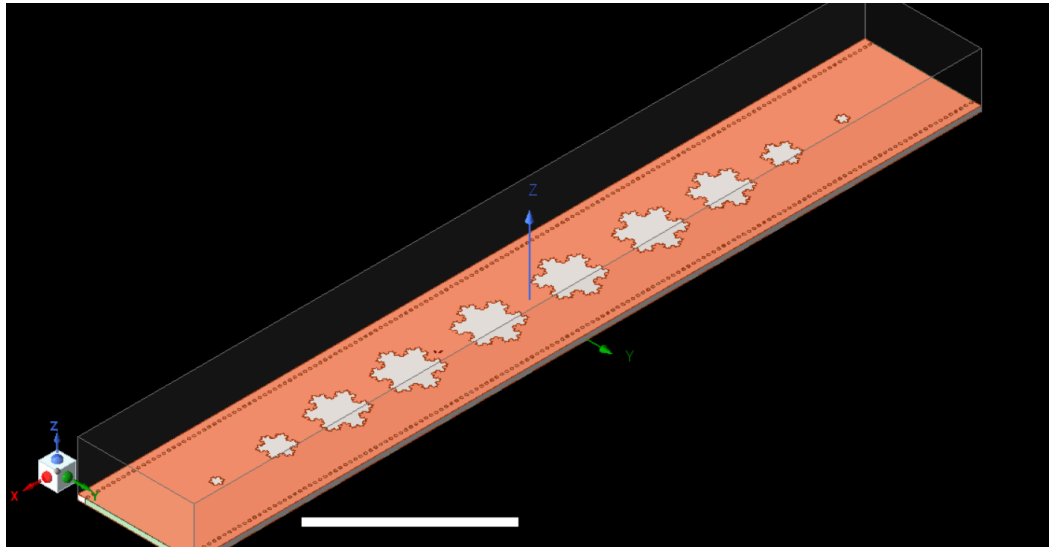


Fig. 5.66. Filtro con los fractales más separados

El modelo 3D de la Fig. 5.66 deja clara la geometría modificada, con una alineación lineal más espaciada, lo que favorece la reducción de acoplos parásitos, un mayor control sobre la frecuencia de corte y un mejor confinamiento del modo superficial SSPP.

A partir de aquí todas las respuestas serán teniendo en cuenta directamente las transiciones, ya que como se vió en el apartado 5.8, sin ellas

la respuesta es muy mala. Se empezará analizando la banda Ku y posteriormente la Ka.

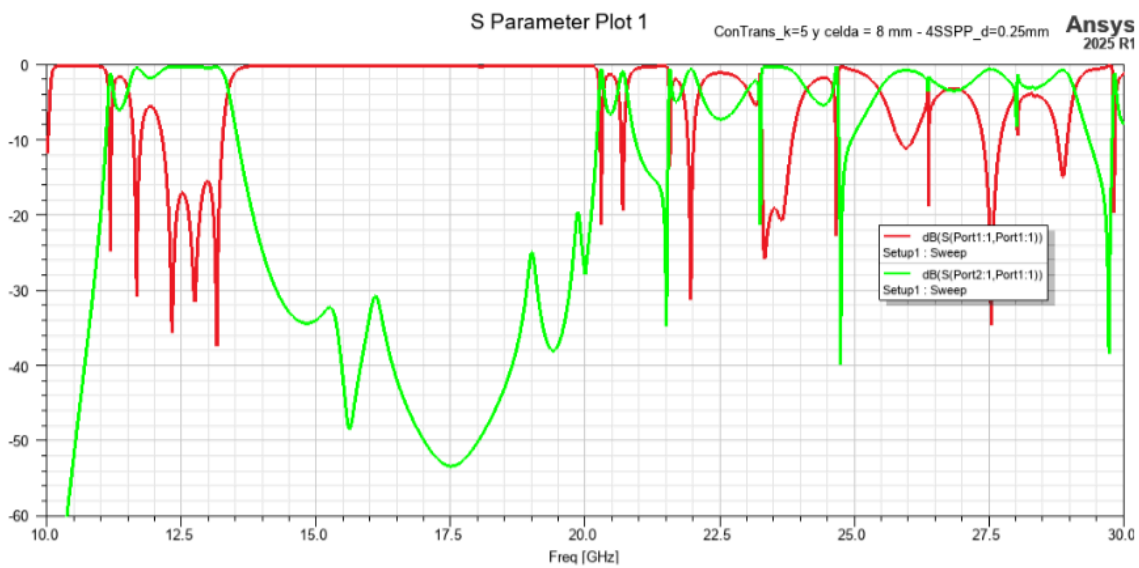


Fig. 5.67. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ku con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.

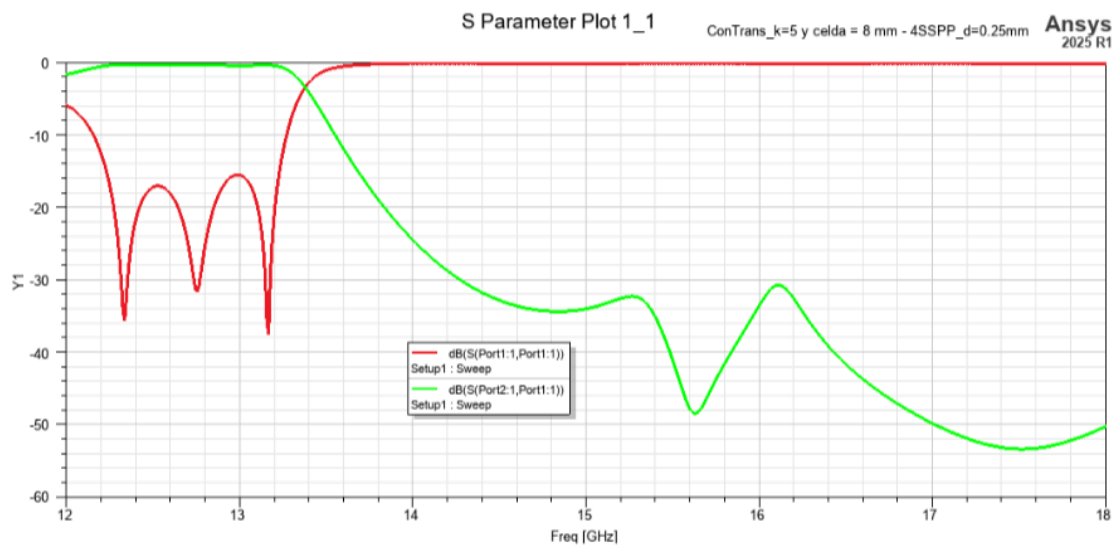


Fig. 5.68. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ku ampliada con $k = 5$ y largo de la celda 8 mm con fractal de orden 3.

Aunque en la Fig. 5.67 se ve que la banda de paso es desde 11 GHz hasta 13.3 GHz, se tomará el valor de partida de 12 GHz ya que únicamente se considera la banda frecuencial Ku, dado que es en la que se está trabajando. De esta manera la banda de paso del filtro se situaría en torno a 12-13.3 GHz. S_{21} presenta una pendiente mucho más suave y regular, con menor dispersión.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

S_{11} se mantiene por debajo de -16 dB en prácticamente toda la banda útil, por lo que se logra una mejor adaptación que en el filtro del que se partía incluso optimizado (Fig. 5.58).

Para la banda Ka:

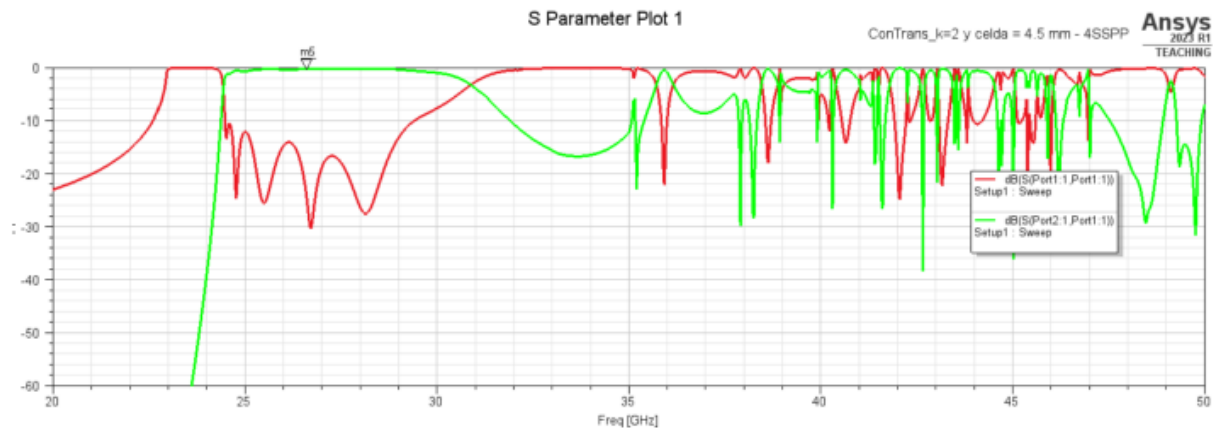


Fig. 5.69. Respuesta del filtro con transiciones y mayor separación entre fractales en banda Ka con $k = 2$ y largo de la celda 4.5 mm con fractal de orden 3.

En la Fig. 5.69 se observa un paso limpio entre 24 y 30 GHz. No obstante, como se está trabajando en banda Ka, se tomará como banda de paso 26-30 GHz, ya que las frecuencias inferiores a 26 GHz no son de interés. S_{21} es casi plano durante toda la banda de paso del filtro, S_{11} cae por debajo de -14 dB en toda la banda de paso, y la banda pasante es mucho más estable que en los casos anteriores. Esto demuestra que el nuevo diseño es significativamente más eficiente, especialmente por el efecto de la nueva celda SSPP.

De esta manera, se concluye que el nuevo diseño implementado con celdas SSPP modificadas y mayor separación entre fractales ha resuelto gran parte de los problemas del diseño original. Se ha demostrado por tanto que la separación entre celdas fractales es un factor crítico para mantener la periodicidad electromagnética. El nuevo filtro muestra mayor estabilidad espectral, mejor adaptación (S_{11}) y menores pérdidas de inserción (S_{21}) tanto en banda Ku como Ka, por lo que esta configuración constituye una base más sólida para continuar con mejoras de fabricación o extensión de banda.

5.12. Consideraciones de la metodología llevada a cabo

El diseño inicial se basó en un filtro de tipo SSPP construido con fractales de orden 3 dispuestos a muy poca distancia entre sí. Esta configuración provocó acoplo electromagnético excesivo entre fractales adyacentes, generación de modos espurios y resonancias no controladas dentro de la banda de interés (apartado 5.9). Además de considerables pérdidas de inserción (S_{21} fluctuante) debido a interferencias destructivas entre modos acoplados. Técnicamente, el sistema dejó de comportarse como una estructura periódica efectiva, comprometiendo tanto la transmisión como la estabilidad de la banda de paso. Para corregir estos problemas, se rediseñó la celda SSPP, aumentándose la longitud efectiva de la celda y la distancia entre fractales (apartado 5.11). Este cambio permitió restaurar la periodicidad electromagnética, estabilizar las frecuencias de corte y mejorar significativamente la transmisión, reduciendo así las pérdidas de inserción. Por contra, el aumento de la separación llevó a una subida natural de la frecuencia de operación del filtro. Por ejemplo en el caso de la banda Ku, la frecuencia de corte analizada se elevó hasta aproximadamente 13.3 GHz (Fig. 5.68).

Ahora, el siguiente paso lógico y técnico es mejorar la respuesta frecuencial de los filtros obtenidos, ya sea mediante una optimización automática de estos o mediante la exploración de variaciones de las celdas SSPP. Se partirá del conocimiento adquirido, evitando fractales demasiado próximos para no reintroducir acoplos parásitos. Además, se mantendrá aproximadamente la misma frecuencia de operación lograda con el filtro corregido en el apartado 5.11. Asimismo, se optimizará la geometría interna de los fractales (orden, escala k , topología) para minimizar las pérdidas de inserción (S_{21} lo más plano posible), mantener un bajo nivel de reflexión (S_{11} por debajo de -15 dB) y garantizar la estabilidad espectral. Esto permitirá comparar de manera justa y directa los nuevos diseños respecto al filtro mejorado en el apartado 5.11, evaluando si las nuevas configuraciones reducen todavía más las pérdidas manteniendo la misma frecuencia central. Se plantea por tanto, una nueva fase de optimización geométrica avanzada, buscando reducir las pérdidas de inserción sin modificar la frecuencia de operación ya establecida.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Entre las opciones posibles, se probará la disminución del orden del fractal, consiguiendo así reducir la complejidad geométrica para minimizar las discontinuidades abruptas que generan resonancias parásitas, evitar modos de alto orden no deseados y facilitar una mejor adaptación a las transiciones. Se recuerda que fractales de orden alto tienden a introducir múltiples escalas de resonancia. Al bajar el orden, se busca concentrar la energía del modo superficial en una banda más estrecha y controlada. Otra opción es la de incluir un círculo interno para disminuir las posibles pérdidas por radiación derivadas de una estructura abierta y facilitar los modos SSPP para que consigan guiarse por la superficie metálica con mayor facilidad. Como última prueba con mejoras potenciales, se plantea la inclusión de un fractal interno de orden 2 con el fin de aprovechar el espacio central del fractal exterior para que refuerce el confinamiento del modo SSPP en el plano XY, permita un doble ajuste fino de la respuesta modal y mantenga la escala general del fractal optimizando la densidad de resonancia. Este enfoque se aproxima a una estructura multiescala, constituida por un fractal macroscópico y un detalle interno, permitiendo un diseño más robusto electromagnéticamente. Estos tres cambios propuestos están orientados a reducir las pérdidas de inserción sin desplazar la frecuencia del filtro, mejorando la transmisión y manteniendo la adaptación lograda. El nuevo diseño se abordará desde cero, integrando estas ideas y verificándose frente al diseño anterior del apartado 5.11 para medir objetivamente la mejora.

6. RESULTADOS

6.1. Parámetros empleados en las transiciones

Para el diseño y análisis de las estructuras resonantes, se han utilizado diferentes tipos de celdas con valores específicos de frecuencia central, factor de escala k y dimensión física (longitud característica en milímetros). Estas configuraciones permiten observar la evolución del comportamiento electromagnético en función de la geometría y el orden fractal de la celda. A continuación, en la Tabla 6.1 se detallan los parámetros empleados para cada tipo de celda en la banda Ku:

Tipo de estructura	Tipo de celda	Frecuencia (GHz)	k	Largo (mm)
Filtro Original Ku	Celda del filtro	13.29	5.0	8
Filtro Original Ku	Transición 1	15.38	4.5	6
Filtro Original Ku	Transición 2	17.84	2.75	6
Filtro Original Ku	Transición 3	19.62	1.0	6
Fractal Integrado Ku	Celda del filtro	13.26	5.0	8
Fractal Integrado Ku	Transición 1	15.46	4.14	6
Fractal Integrado Ku	Transición 2	18.0	2.6	6
Fractal Integrado Ku	Transición 3	19.62	1.0	6
Círculo Ku	Celda del filtro	13.27	5.0	8
Círculo Ku	Transición 1	15.46	4.1	6
Círculo Ku	Transición 2	17.98	2.6	6
Círculo Ku	Transición 3	19.6	1.0	6
Fractal Orden 2 Ku	Celda del filtro	13.28	5.2	6
Fractal Orden 2 Ku	Transición 1	15.34	4.0	6
Fractal Orden 2 Ku	Transición 2	17.88	2.75	6
Fractal Orden 2 Ku	Transición 3	19.63	1.0	6
Fractal Orden 1 Ku	Celda del filtro	13.32	5.6	8
Fractal Orden 1 Ku	Transición 1	15.29	5.2	6
Fractal Orden 1 Ku	Transición 2	17.9	3.0	6
Fractal Orden 1 Ku	Transición 3	19.64	1.0	6

Tabla 6.1. Valores de las transiciones para la banda Ku.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

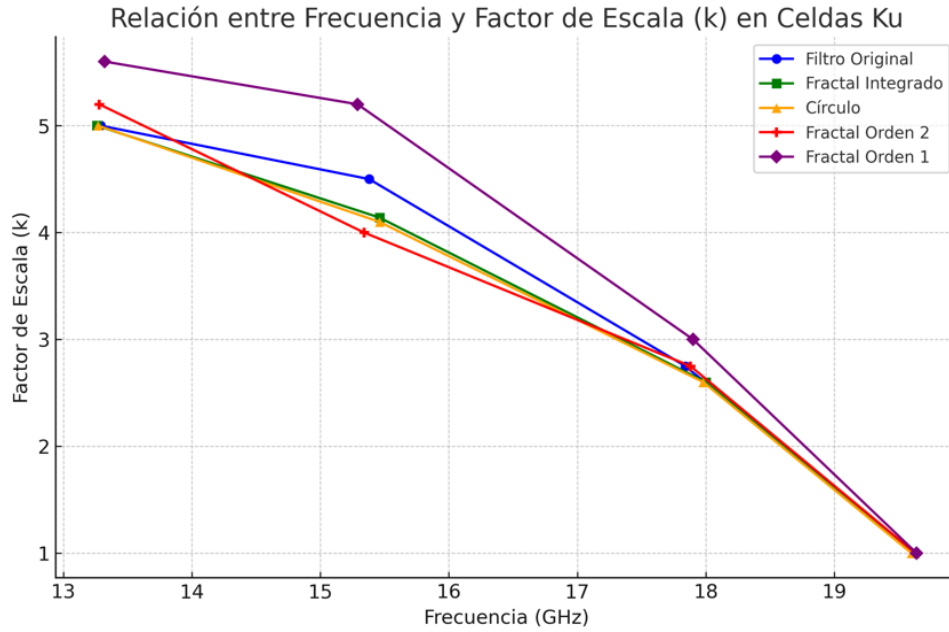


Fig. 6.1. Diagrama de dispersión de la relación entre frecuencia y factor de escala k en celdas Ku.

El diagrama de dispersión de la Fig. 6.1 muestra la evolución del factor de escala k en función de la frecuencia para cada tipo de celda empleada en la banda Ku. Se puede observar cómo el valor de escala k decrece para el análisis de las transiciones que se diseñan para frecuencias superiores de corte. Esta visualización respalda la necesidad de adaptar el diseño geométrico a cada rango de frecuencia para optimizar la respuesta electromagnética de las estructuras.

En la Tabla 6.2 se detallan los parámetros empleados para cada tipo de celda en la banda Ka:

Tipo de estructura	Tipo de celda	Frecuencia (GHz)	k	Largo (mm)
Filtro Original Ka	Celda del filtro	30.1	2.0	4.5
Filtro Original Ka	Transición 1	32.91	2.0	3.5
Filtro Original Ka	Transición 2	35.11	1.5	3.5
Filtro Original Ka	Transición 3	36.71	1.0	3.5
Fractal Integrado Ka	Celda del filtro	29.91	2.0	4.5
Fractal Integrado Ka	Transición 1	32.51	2.4	3.5
Fractal Integrado Ka	Transición 2	35.2	1.4	3.5
Fractal Integrado Ka	Transición 3	36.81	1.0	3.5
Círculo Ka	Celda del filtro	29.99	2.0	4.5
Círculo Ka	Transición 1	32.65	2.0	3.5
Círculo Ka	Transición 2	35.36	1.4	3.5
Círculo Ka	Transición 3	36.67	1.0	3.5
Fractal Orden 2 Ka	Celda del filtro	29.96	2.1	4.5
Fractal Orden 2 Ka	Transición 1	33.16	2.0	3.5
Fractal Orden 2 Ka	Transición 2	34.91	1.6	3.5
Fractal Orden 2 Ka	Transición 3	36.77	1.0	3.5
Fractal Orden 1 Ka	Celda del filtro	30.18	2.2	4.5
Fractal Orden 1 Ka	Transición 1	32.93	2.0	3.5
Fractal Orden 1 Ka	Transición 2	35.36	1.6	3.5
Fractal Orden 1 Ka	Transición 3	36.88	1.0	3.5

Tabla 6.2. Valores de las transiciones para la banda Ka.

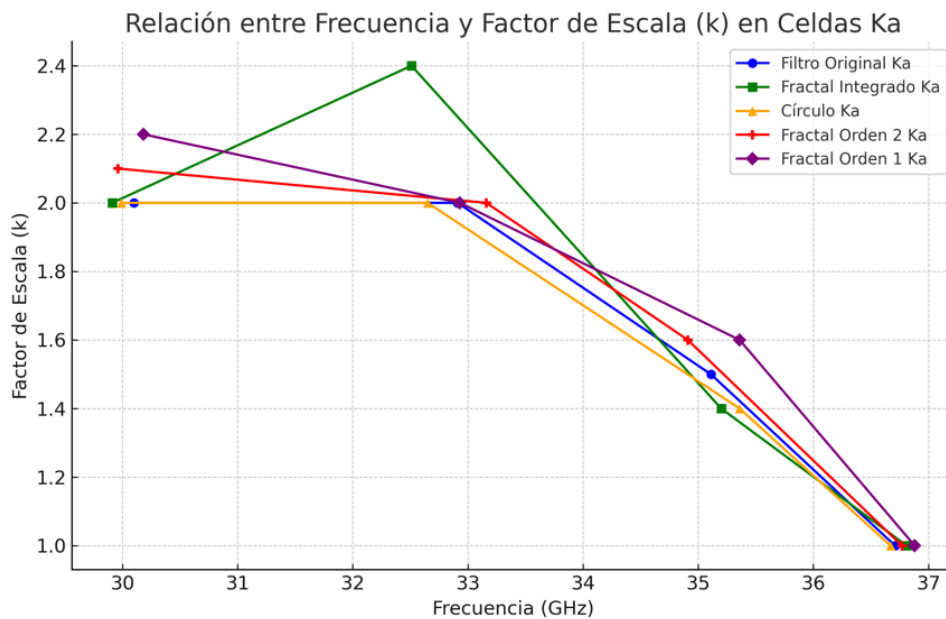


Fig. 6.2. Diagrama de dispersión de la relación entre frecuencia y factor de escala k en celdas Ka.

Como se observa en la Fig. 6.2, la tendencia descendente de k a medida que aumenta la frecuencia se mantiene, aunque con ligeras variaciones entre estructuras. En el fractal integrado, se necesita una mayor k para el segundo

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

caso, porque la longitud en las transiciones es menor, lo que diseñará un filtro con una estructura mayor para la transición que para la celda central y por tanto no se alcanzará esa transición suavizada que disminuye las discontinuidades encontradas por la señal a lo largo del filtro.

Estas configuraciones han sido fundamentales para el ajuste de las respuestas en frecuencia y el diseño de estructuras de filtros adaptados a las bandas mediante tecnologías SIW y geometrías fractales.

6.2. Análisis de los resultados obtenidos

Se ha analizado el comportamiento de distintas celdas SSPP con tres configuraciones por cada una, sin transición, con transición y 4 celdas periódicas SSPP, y con transición y 6 celdas periódicas SSPP del filtro. Además, se han aplicado estas configuraciones a cuatro variantes geométricas, celda con fractal integrado, celda con círculo interno, fractal de orden 2 y fractal de orden 1. Se empieza con la banda Ka:

1. Fractal Integrado (Fig. 6.3)

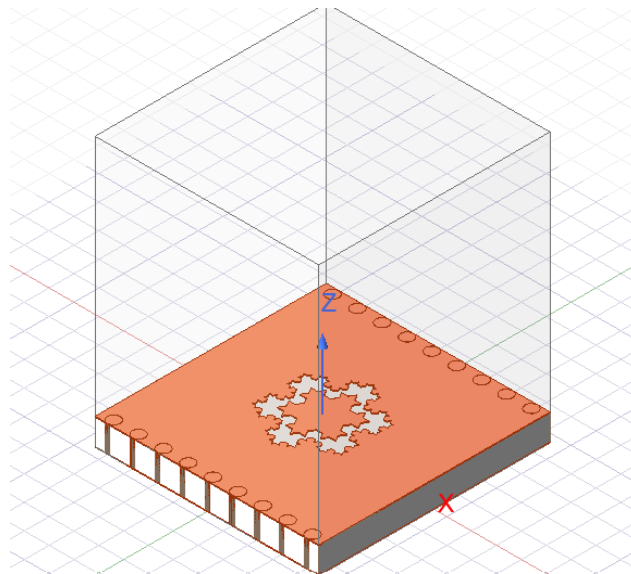


Fig. 6.3. Celda con fractal integrado.

Las versiones sin transición (Fig. 6.4) y con transición (Fig. 6.5) de 4 SSPP muestran resonancias espaciadas, con irregularidades espectrales y pérdida de continuidad en la banda. Además, la banda de rechazo se pierde y

no se consigue un parámetro S_{11} estable que permita reflejar la señal fuera de la banda de interés.

Filtro sin transición (4SSPP):

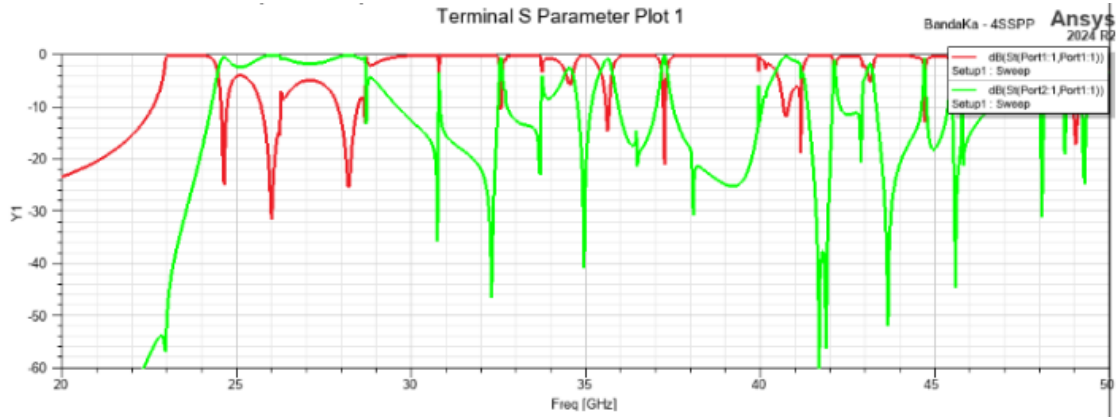


Fig. 6.4. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ka.

Filtro con transición (4SSPP):

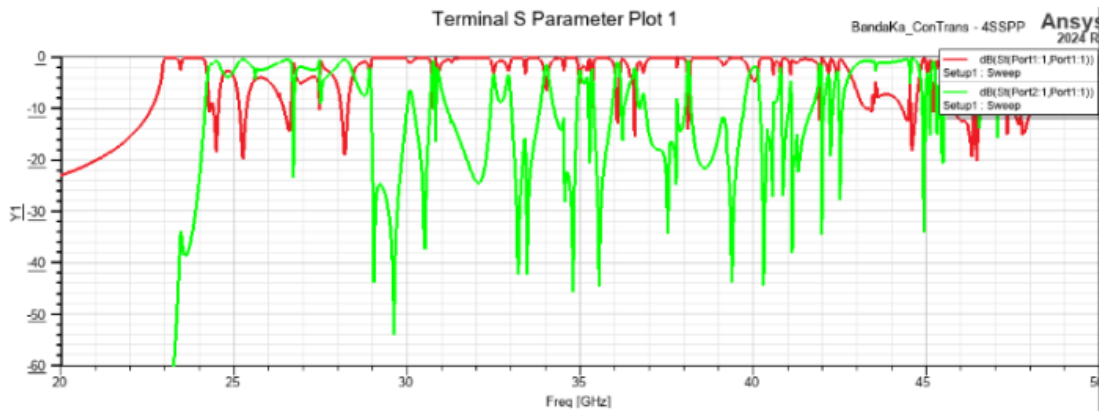


Fig. 6.5. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ka.

La versión de 6 SSPP (Fig. 6.6) amplifica esas irregularidades puesto que aparecen modos parásitos y una pobre selectividad.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro con transición (6SSPP):

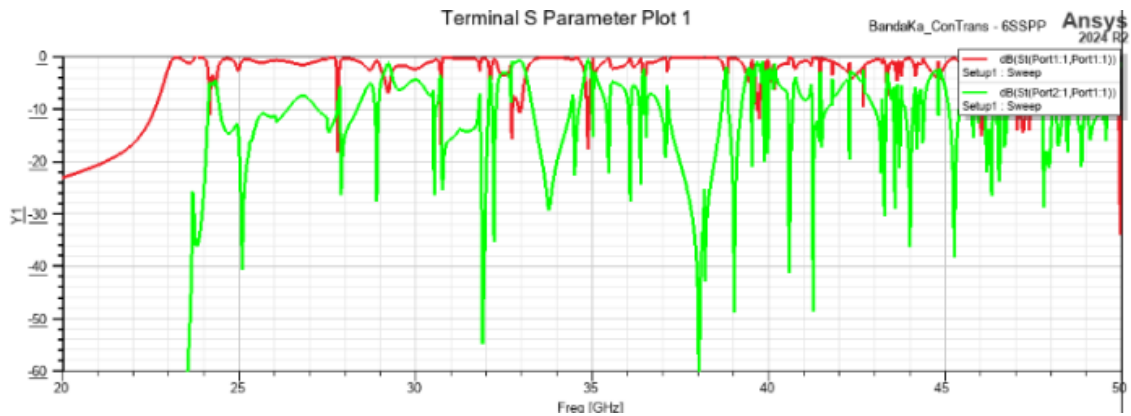


Fig. 6.6. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal integrado en banda Ka.

El pico que se veía en el análisis anterior de la Fig. 6.2, predecía ya, que no se obtuviera una buena banda. Se muestra que el problema viene de la transición porque en este caso se obtienen peores respuestas con transición (Fig. 6.5) que sin transición (Fig. 6.4).

2. Círculo Interno (Fig. 6.7)

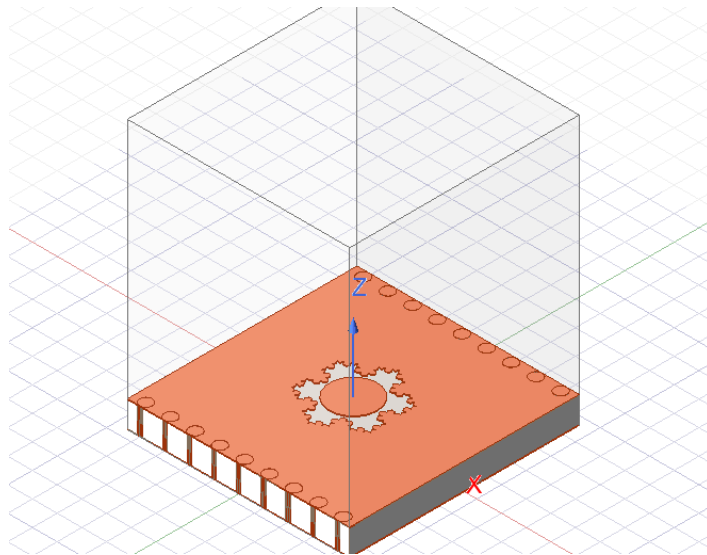


Fig. 6.7. Celda con círculo interno.

Mejora la continuidad de la banda respecto al fractal integrado. En comparación con lo que pasaba con este último (Fig. 6.5), las transiciones se suavizan. Al trabajar con la transición (Fig. 6.9) se mejora con respecto al caso de sin transición (Fig. 6.8).

Filtro sin transición (4SSPP):

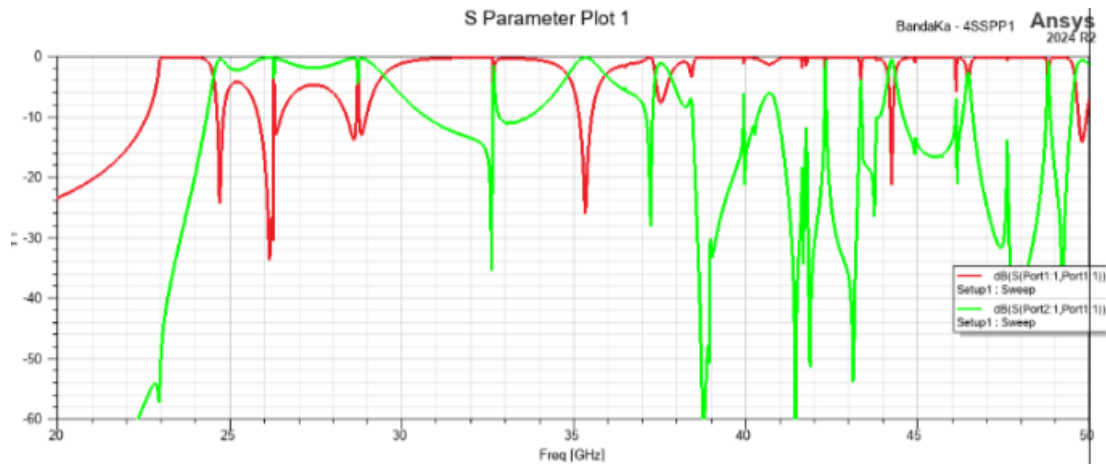


Fig. 6.8. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con círculo interno en banda Ka.

La versión de 4 SSPP con transición (Fig. 6.9) es aceptable pero presenta aún pérdidas de inserción apreciables.

Filtro con transición (4SSPP):

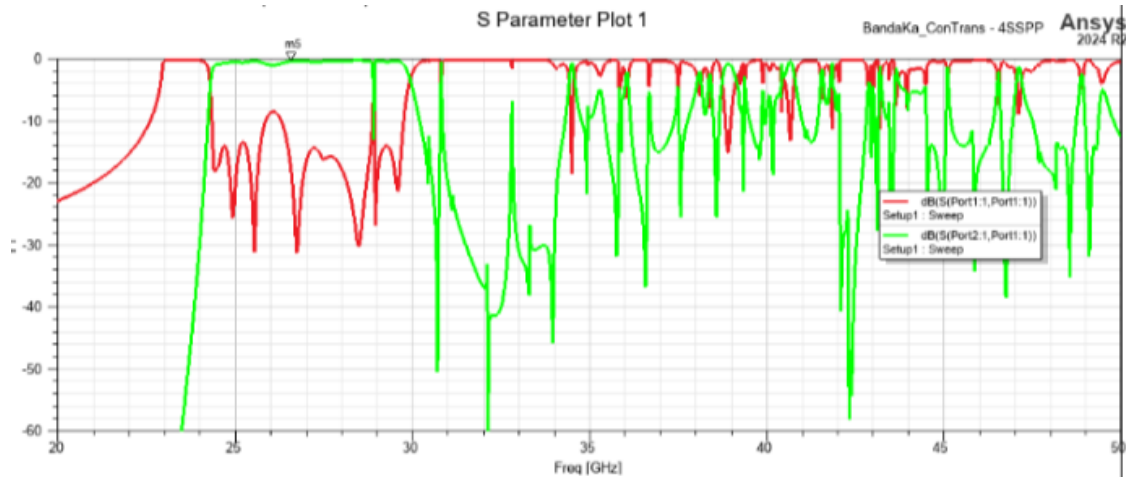


Fig. 6.9. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con círculo interno en banda Ka.

Con 6 SSPP (Fig. 6.10), la transmisión es inestable, y aparecen picos de reflexión que afectan a la banda útil. Se observa que empeora bastante la señal, lo que puede ser debido a errores en las simulaciones y falta de convergencia, ya que un aumento de las celdas debería producir una caída de la banda más abrupta y una mejora de la respuesta.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro con transición (6SSPP):

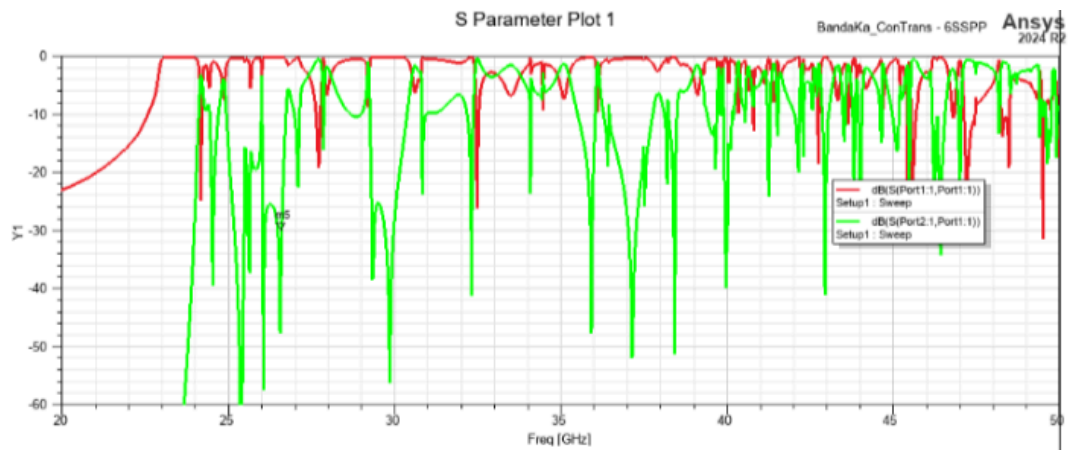


Fig. 6.10. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con círculo interno en banda Ka.

3. Fractal de Orden 2 (Fig. 6.11)

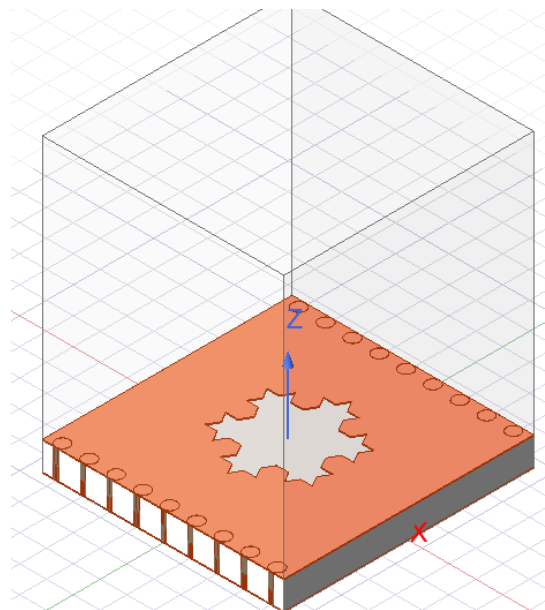


Fig. 6.11. Celda con fractal de orden 2.

Filtro sin transición (4SSPP):

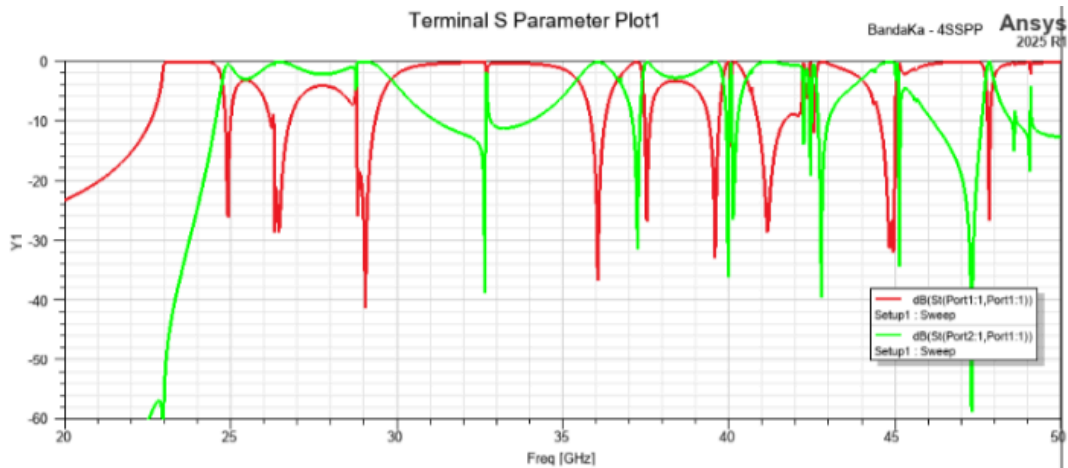


Fig. 6.12. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ka.

La versión con transición y 4 SSPP (Fig. 6.13) presenta una banda de paso clara, con $S_{11} < -16$ dB en la mayor parte de la banda y un $S_{21} > -0.5$ dB, estable y continuo en un margen amplio. No se observan resonancias estrechas, lo cual indica una excelente adaptación y un modo superficial bien confinado y guiado.

Filtro con transición (4SSPP):

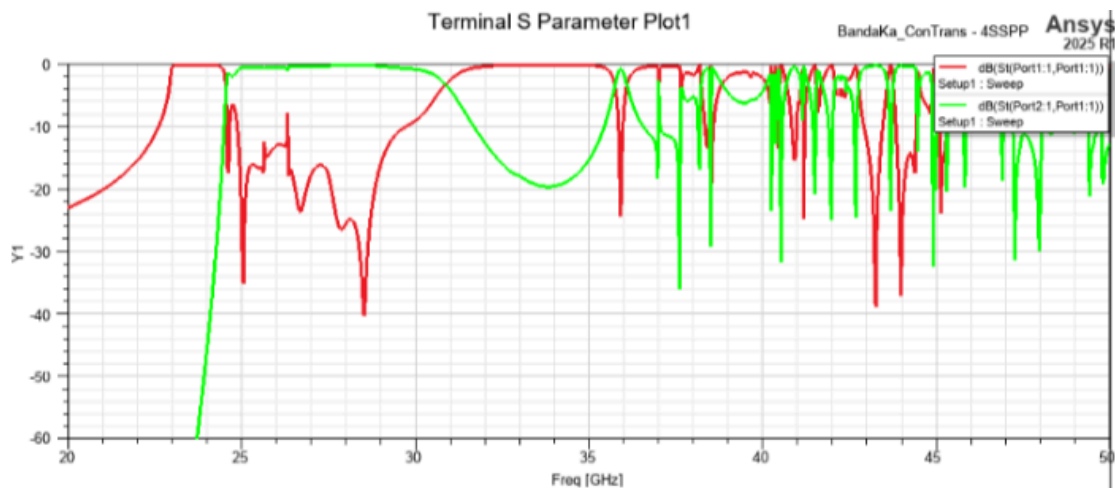


Fig. 6.13. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ka.

Se comprueba que en el caso anterior del círculo interno (Fig. 6.10), sí que podía ser problema de la simulación, porque en la versión de 6 SSPP del fractal de orden 2 (Fig. 6.14) ya se ve mejoría en la banda de paso. No

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

obstante, el problema es el espurio que, conforme se aumenta el orden del filtro, se acerca más a la banda y por tanto empeora la banda de rechazo.

Filtro con transición (6SSPP):

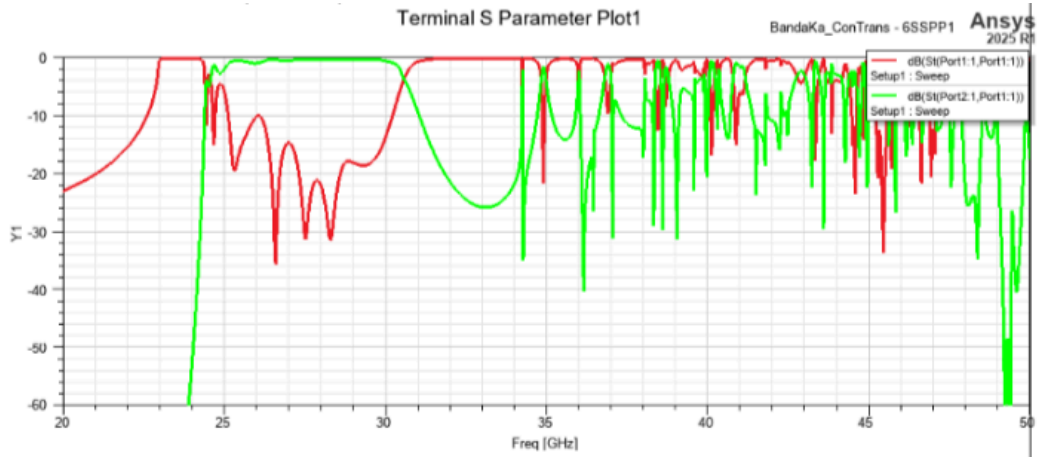


Fig. 6.14. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 2 en banda Ka.

Este diseño, en concreto la versión de 4 SSPP con transiciones (Fig. 6.13), mejora con respecto al diseñado en la metodología (Fig. 5.69), por lo que será el elegido.

4. Fractal de Orden 1 (Fig. 6.15)

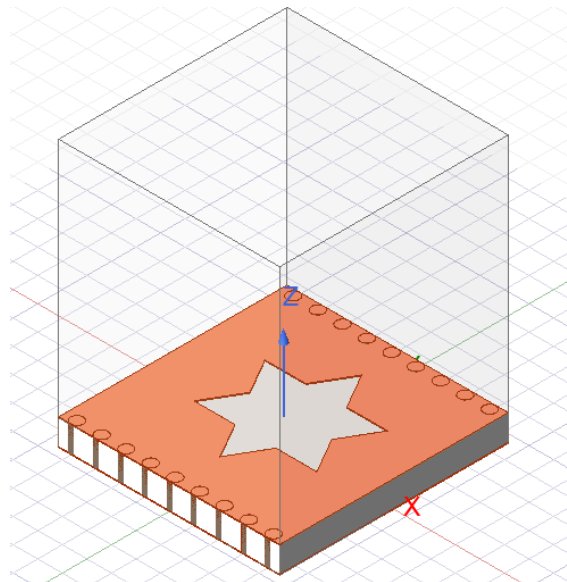


Fig. 6.15. Celda con fractal de orden 1.

Filtro sin transición (4SSPP):

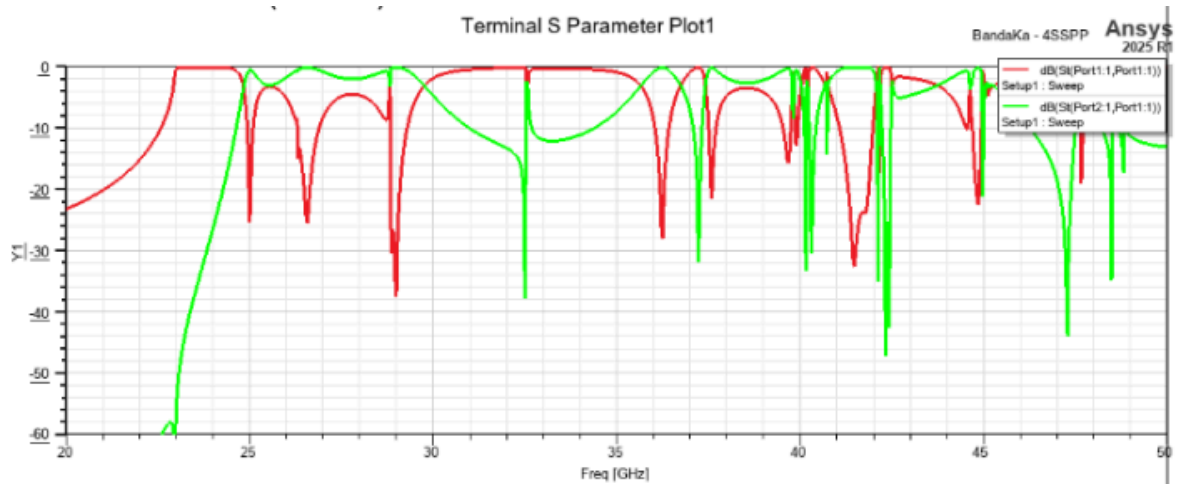


Fig. 6.16. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.

Aunque la geometría es más simple, las versiones con 4 (Fig. 6.17) y 6 SSPP (Fig. 6.18) no logran ni alcanzar un S_{11} suficientemente bajo (> -10 dB) ni mantener un S_{21} plano.

Filtro con transición (4SSPP):

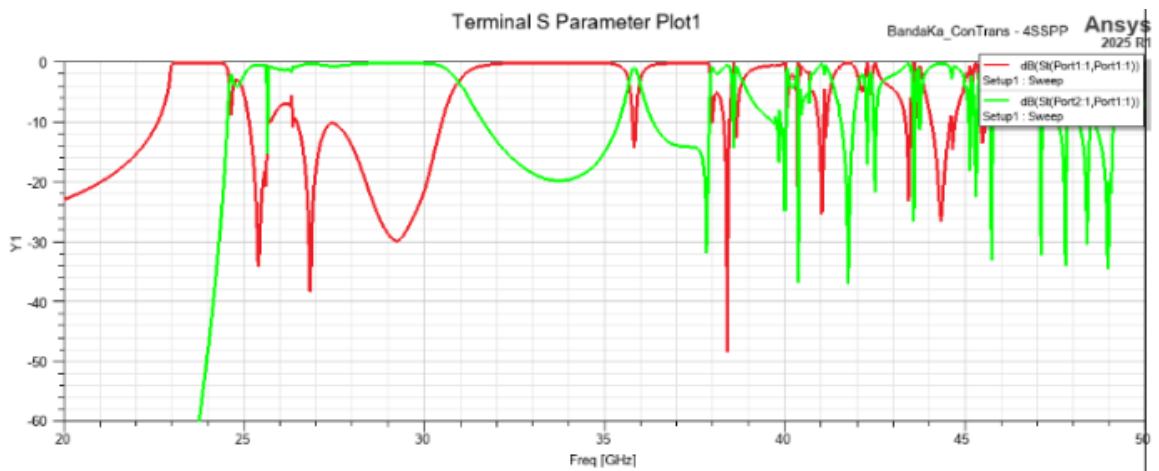


Fig. 6.17. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro con transición (6SSPP):

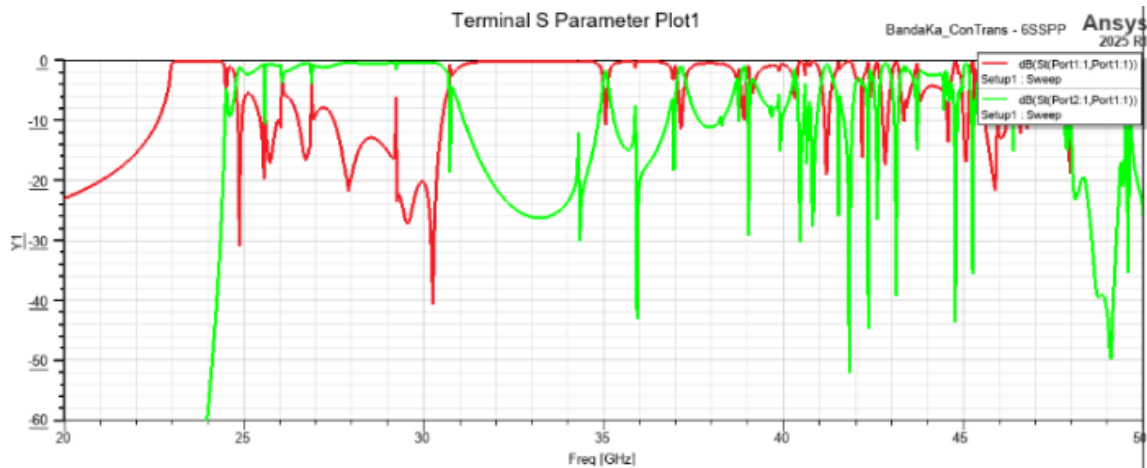


Fig. 6.18. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 1 en banda Ka.

Celda SSPP	Configuración	S11 (Adaptación)	S21 (Transmisión)	Estabilidad espectral	Valoración técnica
Filtro original (orden 3)	Con transición (4 SSPP)	-14 dB	> -1 dB	Moderada	Mejorable
Fractal Integrado	Sin transición (4 SSPP)	-4 dB	Baja	Resonancias internas	Ineficiente
	Con transición (4 SSPP)	Peor	Irregular	Múltiples modos	Inestable
	Con transición (6 SSPP)	Inestable	Degradada	Sobreacoplo	No aporta mejoras
Círculo Interno	Sin transición (4 SSPP)	-4 dB	Baja	Desplazamiento de corte	Desadaptado
	Con transición (4 SSPP)	-14 dB	Leve mejora	Mejorada	Inestable
	Con transición (6 SSPP)	Variable	Inestable	Acoplos múltiples	Extremadamente inestable
Fractal Orden 2	Sin transición (4 SSPP)	-4 dB	Baja	Banda estable	Débil sin transición
	Con transición (4 SSPP)	≤ -16 dB	> -0.5 dB	Muy alta, continua	Mejor diseño en Ka
	Con transición (6 SSPP)	Similar	Peor	Ruido modal	Sobreacoplo innecesario
Fractal Orden 1	Sin transición (4 SSPP)	-4 dB	Muy baja	Inestable	Insuficiente
	Con transición (4 SSPP)	-10 dB	Ligera mejora	Oscilante	Inestable
	Con transición (6 SSPP)	Peor	Más pérdida	Inconsistente	Ineficaz

Tabla 6.3. Resumen de todos los filtros en la banda Ka.

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos en la Tabla 6.3, se llega a la conclusión de que la mejor configuración en banda Ka es la celda con el fractal de orden 2 con transición y 4 celdas periódicas SSPP (Fig. 6.13). Se observa que posee una adaptación óptima ya que el S11 se mantiene por debajo de -16 dB en toda la banda de interés, lo que es un indicativo de excelente acoplamiento de impedancia. La transmisión también es estable dado que S21 presenta una banda de paso ancha y plana, con pérdidas por inserción bajas (>-0.5 dB), sin resonancias parásitas. Además, presenta una buena respuesta con únicamente 4 celdas periódicas SSPP (Fig. 6.13), la cual mejora en la

banda de paso con 6 celdas periódicas pero empeora en la banda de rechazo (Fig. 6.14). En resumen, se alcanza el balance ideal entre complejidad geométrica, tamaño, rendimiento y estabilidad espectral.

En cuanto a la banda Ku:

1. Fractal Integrado (Fig. 6.3)

La versión sin transición (Fig. 6.19) refleja peor adaptación ($S_{11} = -2$ dB) y algo más de dispersión.

Filtro sin transición (4SSPP):

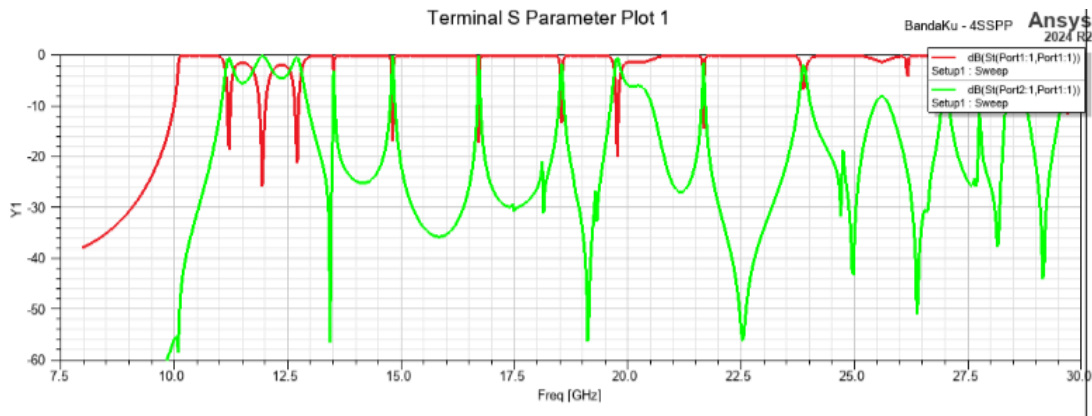


Fig. 6.19. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ku.

En este caso, se aprecia que como no está ese pico que aparecía en la gráfica de la Fig. 6.2 del fractal integrado de la banda Ka, también mejora al añadir la transición (Fig. 6.20). Sin embargo, se tienen tantas reflexiones que tanto la banda de rechazo con 4 celdas (Fig. 6.20) como la respuesta completa con 6 celdas (Fig. 6.21) no presentan buenas prestaciones.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro con transición (4SSPP):

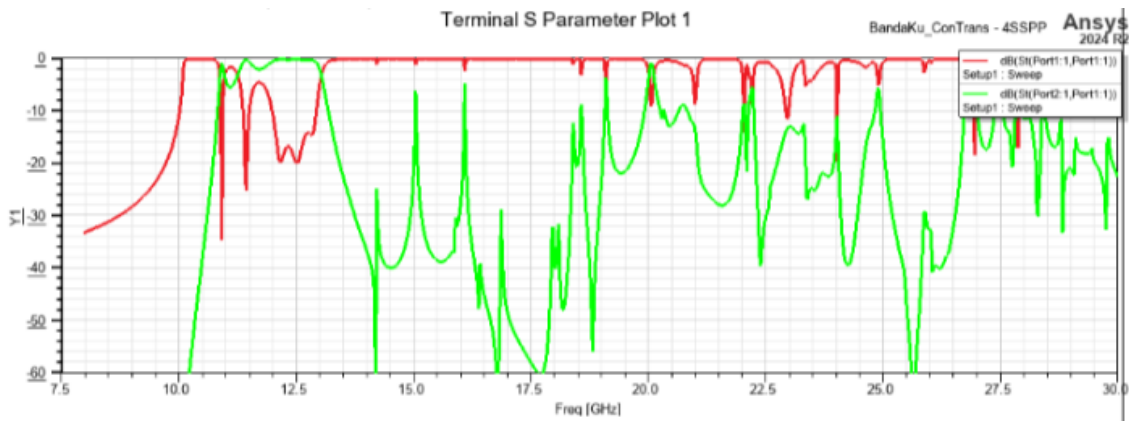


Fig. 6.20. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal integrado en banda Ku.

Filtro con transición (6SSPP):



Fig. 6.21. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal integrado en banda Ku.

2. Círculo interno (Fig. 6.7)

Predomina una transmisión irregular y una menor estabilidad espectral (Fig. 6.23). Se obtiene por tanto un rendimiento general inferior al diseño original (Fig. 5.68). El modo superficial se ralentiza de forma no uniforme, lo que genera fluctuaciones en la transmisión (S_{21}). La estructura introduce reflexiones internas que limitan el ancho de banda efectivo.

Filtro sin transición (4SSPP):

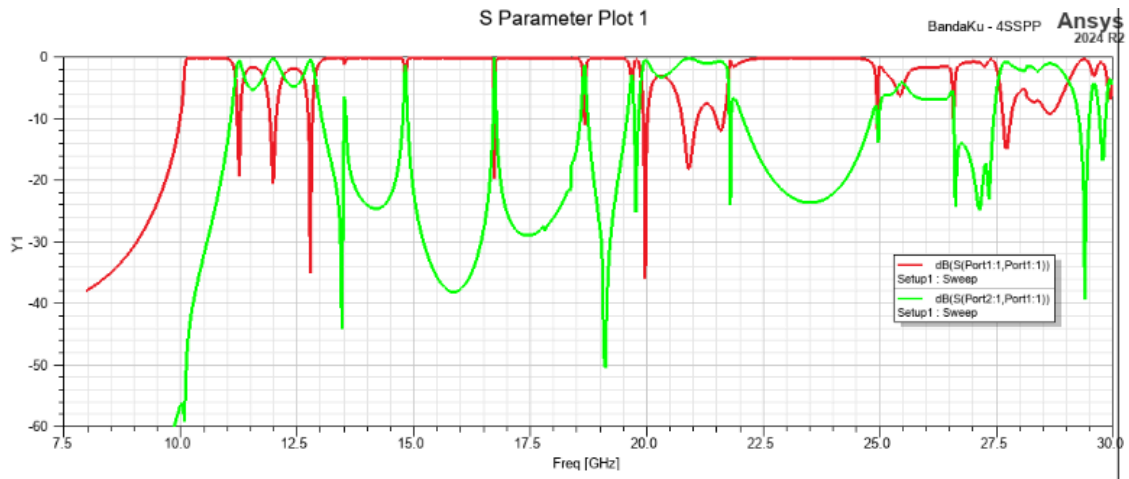


Fig. 6.22. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con círculo interno en banda Ku.

Filtro con transición (4SSPP):

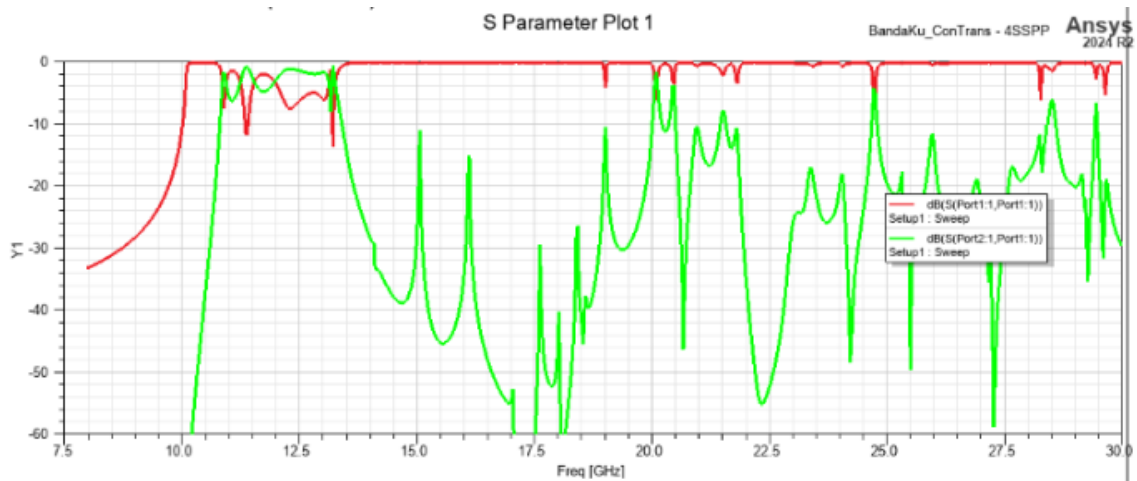


Fig. 6.23. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con círculo interno en banda Ku.

Con 6 SSPP (Fig. 6.24) se incrementan los modos resonantes y la respuesta se vuelve más dispersa.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro con transición (6SSPP):

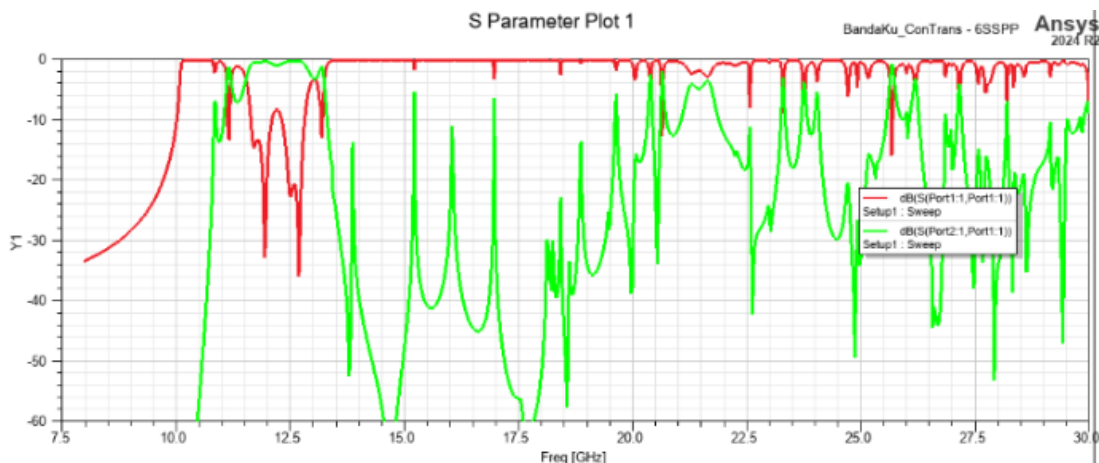


Fig. 6.24. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con círculo interno en banda Ku.

3. Fractal de Orden 2 (Fig. 6.11)

Adecuado para Ka (Fig. 6.13), pero en Ku desplaza la frecuencia de corte. El campo no se confina completamente en esta banda y se excitan modos parciales con acoplo entre segmentos (Fig. 6.26). S_{21} presenta múltiples picos dando lugar a una respuesta espectral fuertemente fractalizada (Fig. 6.27).

Filtro sin transición (4SSPP):

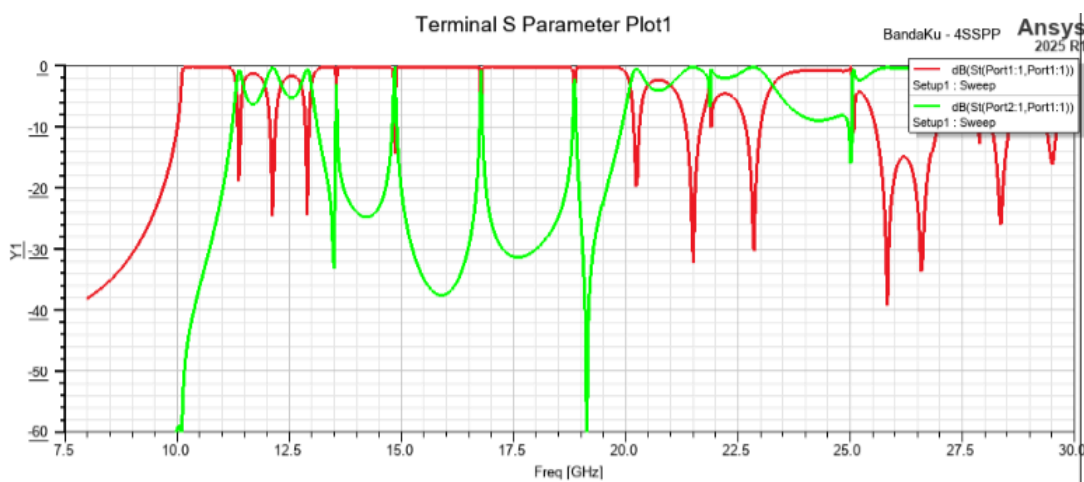


Fig. 6.25. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.

Filtro con transición (4SSPP):

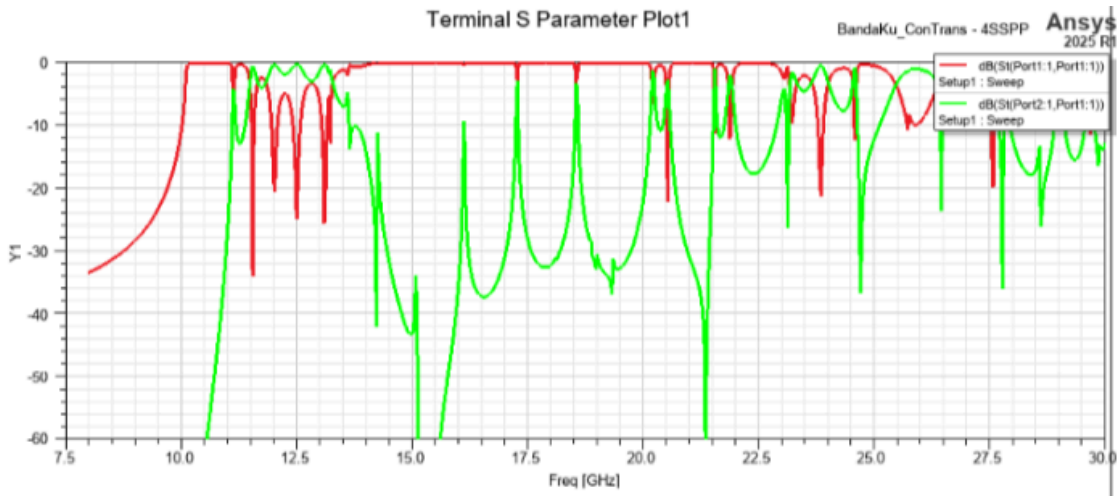


Fig. 6.26. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.

Filtro con transición (6SSPP):

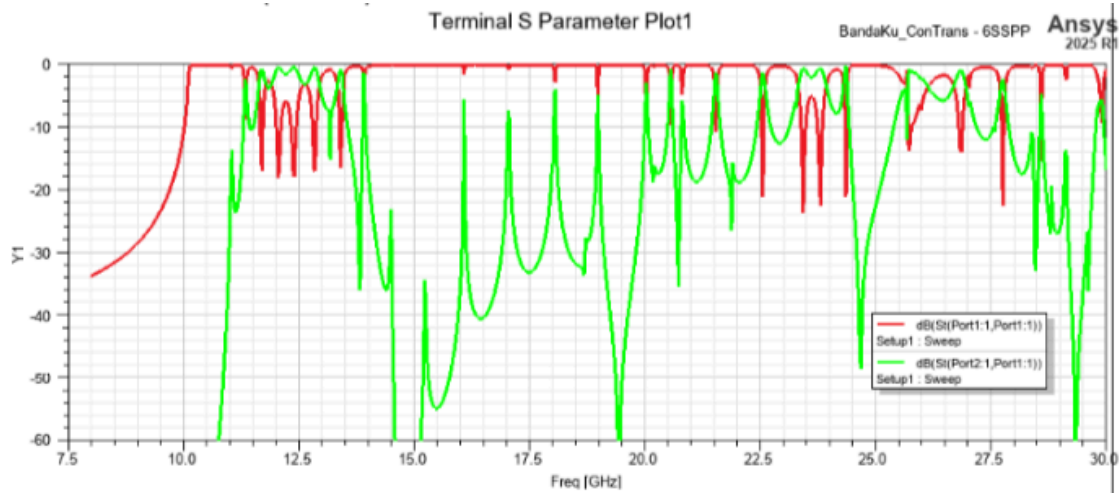


Fig. 6.27. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 2 en banda Ku.

4. Fractal de Orden 1 (Fig. 6.15)

En todas las versiones presenta una adaptación pobre ($S_{11} > -8$ dB) (Fig. 6.28, Fig. 6.29, Fig. 6.30). No se consigue una banda de paso continua y se observa una fuerte dispersión. La estructura es demasiado simple por lo que no permite un control modal eficiente y genera transmisión errática.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Filtro sin transición (4SSPP):



Fig. 6.28. Parámetros S del filtro sin transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.

Filtro con transición (4SSPP):



Fig. 6.29. Parámetros S del filtro con transición 4SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.

Filtro con transición (6SSPP):

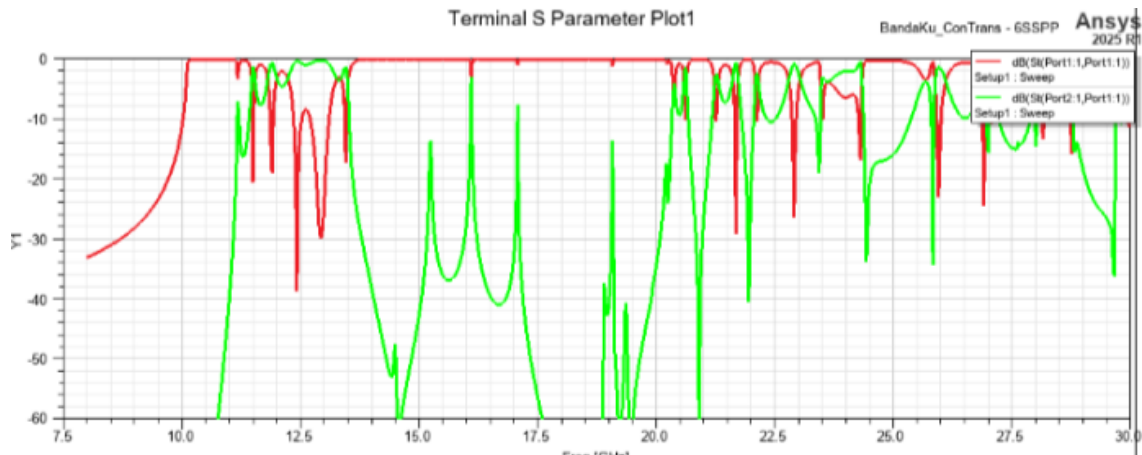


Fig. 6.30. Parámetros S del filtro con transición 6SSPP con fractal de orden 1 en banda Ku.

Celda SSPP	Configuración	S11 (Adaptación)	S21 (Transmisión)	Estabilidad espectral	Valoración técnica
Filtro original (orden 3)	Sin transición (4 SSPP)	-12 dB	Baja, con reflexiones	Desadaptado	Ineficiente
	Con transición (4 SSPP)	<-16 dB	Muy buena (>-0.5 dB)	Muy alta (fijo en 13.3 GHz)	Óptimo
	Con transición (6 SSPP)	Buena (-13 dB)	Leve degradación	Sin mejora clara	Redundante
Fractal Integrado	Sin transición (4 SSPP)	-2 dB	Resonancias internas	Inestable	No viable
	Con transición (4 SSPP)	<-12 dB	Reflexiones	Baja (modo acoplado)	Inferior al original
	Con transición (6 SSPP)	Peor	Ruido	Degradada	No mejora
Círculo Interno	Sin transición (4 SSPP)	<-2 dB	Baja	Frecuencia desplazada	Adaptación mínima
	Con transición (4 SSPP)	-5 dB	Transmisión irregular	Menor estabilidad	Rendimiento inferior
	Con transición (6 SSPP)	-8 dB	Ruido	Modo superficial no uniforme	Reflexiones internas
Fractal Orden 2	Sin transición (4 SSPP)	<-2 dB	Respuesta ruidosa	Acoplos múltiples	Inviabile
	Con transición (4 SSPP)	≤ -4 dB	S21 irregular	Frecuencia variable	Poco robusto
	Con transición (6 SSPP)	<-1.5 dB	Transmisión fractalizada	Banda útil estrecha	Degradado en Ku
Fractal Orden 1	Sin transición (4 SSPP)	-1.7 dB	Errática	Comportamiento inestable	Muy limitado
	Con transición (4 SSPP)	-8 dB	Ligera mejora	Inestable igualmente	Adaptación insuficiente
	Con transición (6 SSPP)	Peor	Transmisión degradada	Banda no definida	Ineficaz

Tabla 6.4. Resumen de todos los filtros en la banda Ku.

El diseño original con más separación entre los fractales de orden 3 (Fig. 68) fue el punto de partida de los intentos de mejora posteriores (fractal integrado, círculo, orden 2, orden 1), pero ninguno de ellas lo supera. Los fractales de orden 3, al estar correctamente espaciados, generan una distribución densa de inductancias y capacitancias locales que simulan un medio de tipo plasmón superficial a frecuencias de microondas. En este caso el orden 3 logra un buen equilibrio entre complejidad modal y confinamiento y se favorece la aparición de un único modo dominante, que guía la energía eficientemente sin excitar modos espurios. En simulación, este filtro presenta

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

un $S_{11} < -16$ dB en toda la banda de 12–13.3 GHz y una adaptación excelente, sin energía reflejada. S_{21} es plano y sin resonancias internas, con pérdidas de inserción mínimas y eficiencia máxima. Además, la frecuencia de corte no se desplaza y se mantiene al variar otros parámetros (como número de celdas).

6.3. Análisis técnico – Filtros con transiciones de 6 celdas periódicas SSPP

Cuando se implementan filtros con 6 celdas periódicas SSPP, el sistema presenta un comportamiento característico que responde a los principios de estructuras periódicas finitas. Al incrementar el número de celdas SSPP (de 4 a 6), se incrementa la longitud efectiva del filtro y por tanto se refuerza la acción del rechazo fuera de banda, mientras que la estructura se aproxima más a un medio periódico ideal, permitiendo una respuesta más abrupta en el límite de la banda pasante. Como resultado la caída del S_{21} al salir de la banda de paso es más abrupta, es decir, se comporta como un filtro de orden más alto. Esto es deseable cuando se busca selectividad, es decir, una separación clara entre banda pasante y banda de rechazo. Sin embargo, al añadir más celdas, también se introduce un efecto de resonancia en la cadena periódica. Estas resonancias están determinadas por la periodicidad total de la estructura, por lo que cuantas más celdas haya, más se acorta la longitud efectiva entre los máximos acoplos internos, lo que adelanta en frecuencia el primer armónico espurio. De esta manera, el primer modo no deseado o espurio aparece a menor frecuencia, reduciéndose así la banda de rechazo efectiva, especialmente si el espurio cae cerca del final de la banda pasante. Esto limita la utilidad del filtro en aplicaciones donde se requiere una zona de rechazo ancha y limpia.

Parámetro afectado	Al aumentar a 6 SSPP
Pendiente del corte (roll-off)	Mejora significativamente
Aparición del espurio	Se adelanta (frecuencia menor)
Banda de rechazo	Se estrecha
Selectividad (paso/rechazo)	Aumenta, pero más crítica en control
Pérdidas por inserción	Pueden aumentar por sobreacoplo

Tabla 6.5. Resultados de aumentar el filtro a 6 celdas SSPP.

Se concluye por tanto que los filtros con transiciones de 6 celdas SSPP permiten aumentar la pendiente de caída del filtro, lo que los hace más selectivos, pero a costa de que el primer espurio se acerque más a la banda pasante, reduciendo la banda de rechazo efectiva. Este comportamiento es típico de estructuras periódicas más largas, donde el balance entre orden del filtro y aparición de resonancias parásitas debe gestionarse cuidadosamente. De esta manera, se deciden escoger los filtros con 4 celdas periódicas SSPP debido a que se quiere que la banda de rechazo englobe hasta el final de la banda Ku o la banda Ka de trabajo. Además, uno de los objetivos del trabajo es conseguir obtener un filtro más compacto que otros filtros ya diseñados, y tomando un menor número de celdas en el filtro se puede alcanzar dicho objetivo.

6.4. Comparación de pérdidas por radiación

Los filtros diseñados en este trabajo son estructuras abiertas, lo que significa que parte del campo electromagnético no está completamente confinado, y por tanto, existe un cierto riesgo de que parte de la energía se pierda por radiación. Para que dichas pérdidas sean bajas, este análisis es de especial importancia.

Para realizar las gráficas se ha partido del script en MATLAB correspondiente al Anexo 4, necesitándose haber extraído previamente un archivo csv a escala lineal con los parámetros S correspondientes. Este cálculo se basa en el principio de conservación de la energía en sistemas pasivos de RF o microondas. En ausencia de ganancia activa, toda la energía incidente debe ser reflejada (S_{11}), ser transmitida (S_{21}), o ser disipada (ya sea por pérdidas resistivas, dieléctricas o radiación).

La potencia total normalizada se expresa como:

$$P_{\text{incidente}} = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + P_{\text{pérdida}}$$

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Al normalizar a potencia incidente unitaria:

$$P_{\text{pérdida}} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2$$

Esa fracción de potencia perdida, se atribuye a radiación, asumiendo que otras pérdidas (como resistiva o dieléctrica) son despreciables. Esto también sirve para explicar el aumento de pérdidas en los casos de 6SSPP que se mencionaba en el apartado 6.3. En el análisis de este trabajo, se están despreciando las pérdidas dieléctricas (para sacar fielmente las pérdidas por radiación se tendría que tomar la tangente de pérdidas del dieléctrico a 0, y de esta forma eliminar las pérdidas dieléctricas del diseño). Como están siendo despreciadas pero realmente sí que existen, si el aumento de las pérdidas es muy leve se puede decir que es debido al alargamiento del filtro al añadir más celdas, y por tanto a mayores pérdidas dieléctricas. Aunque también se tienen más estructuras abiertas y con ello mayores pérdidas por radiación.

En estructuras abiertas o parcialmente abiertas como guías planas, filtros SSPP o celdas periódicas con discontinuidades puede ocurrir que parte del campo electromagnético no se refleje ni se transmita, sino que se disipe hacia el espacio libre en forma de ondas radiadas. Estas pérdidas se producen por fugas en discontinuidades geométricas, transiciones abruptas mal adaptadas y acoplos evanescentes que no se reconducen. Como se indica en el subapartado 3.5.3, S_{11} cuantifica cuánta energía se refleja de vuelta al puerto de entrada y S_{21} mide cuánta energía se transmite al puerto de salida. Todo lo que no está reflejado ni transmitido, ha salido del sistema, y si no hay pérdidas resistivas significativas, se considera potencia radiada.

En cuanto al diseño de las gráficas, el eje X representa la frecuencia en GHz, el eje Y representa la fracción de energía radiada, por lo que el resultado visualiza cómo varía la eficiencia de contención energética del filtro a lo largo del espectro.

En el caso del diseño del filtro original de orden 3 (4SSPP) para la banda Ku (Fig. 6.31), las pérdidas de radiación son muy bajas en toda la banda útil

(~12–13.3 GHz), con un perfil limpio, sin resonancias locales ni oscilaciones espectrales.

4SSPP

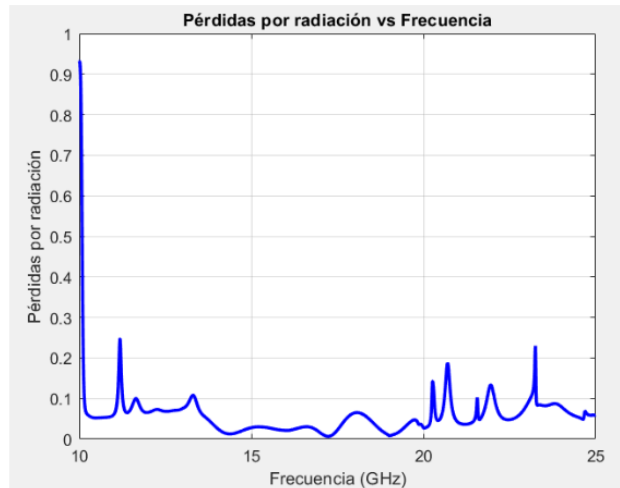


Fig. 6.31. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 4 celdas SSPP en banda Ku.

Aunque la caída de banda mejora con 6 SSPP (Fig. 6.14), las pérdidas de radiación aumentan ligeramente, especialmente fuera de la banda útil (Fig. 6.32). La configuración de 4 SSPP presenta un mejor compromiso entre eficiencia de transmisión y contención energética.

6SSPP

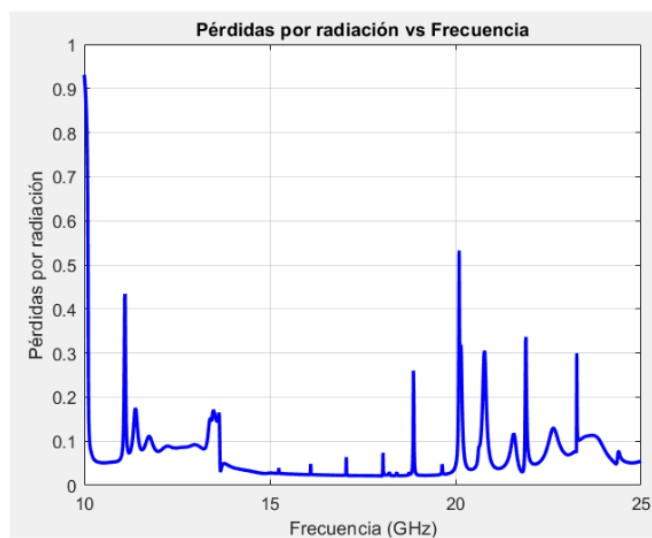


Fig. 6.32. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 6 celdas SSPP en banda Ku.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Con el código del Anexo 4 se han estudiado las pérdidas por radiación de todas las nuevas estructuras SSPP mostradas en el apartado 6.2, y se ha visto que las pérdidas por radiación son mayores en todas ellas. En algunos casos (especialmente con 6 SSPP), aparecen picos localizados de pérdida. El patrón de radiación no es uniforme, lo que indica discontinuidades en el acoplo del modo SSPP a la estructura en estos diseños.

Por otro lado, la configuración del filtro con el diseño del fractal de orden 2 (4SSPP) es la que muestra las pérdidas de radiación más bajas dentro del conjunto evaluado para Ka. Su curva de pérdida es suave y continua, sin picos significativos y la radiación fuera de banda no es significativa (Fig. 6.33).

4SSPP

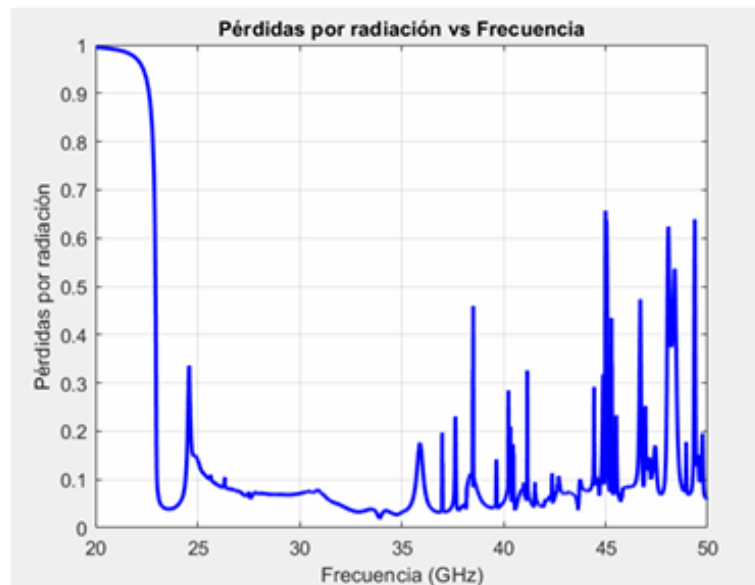


Fig. 6.33. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro con fractales de orden 2 con 4 celdas SSPP en banda Ka.

Se observa a su vez que estas pérdidas empeoran cuando se emplean seis celdas SSPP (Fig. 6.34) en lugar de cuatro (Fig. 6.33).

6SSPP

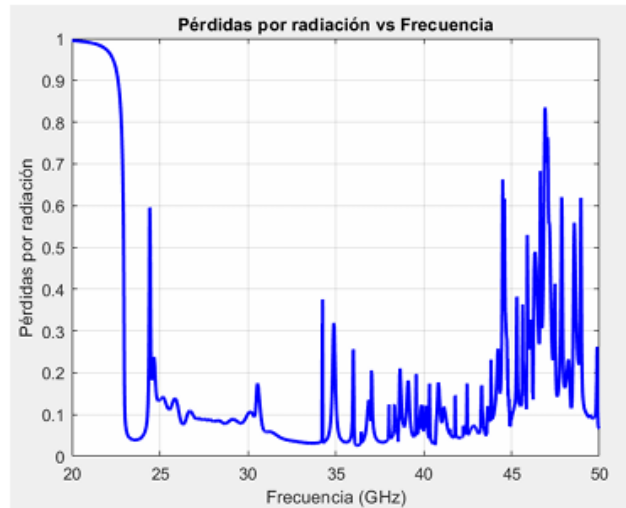


Fig. 6.34. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro con fractales de orden 2 con 6 celdas SSPP en banda Ka.

Y que no hay mucha diferencia en comparación con el filtro original (Fig. 6.35).

4SSPP

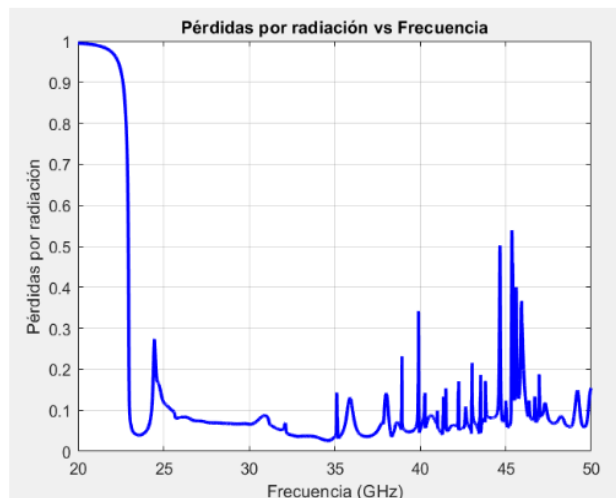


Fig. 6.35. Pérdidas de radiación según la frecuencia para el filtro original con fractales de orden 3 con 4 celdas SSPP en banda Ka.

Por otro lado, los diseños del círculo interno, fractal integrado y orden 1 pertenecientes al apartado 6.2 presentan mayores pérdidas, especialmente en el límite superior de la banda (~30–32 GHz).

Se concluye por tanto que el diseño del fractal de orden 2 con 4SSPP es el eficiente en términos de radiación. Su estructura logra confinar el modo

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

SSPP, reduciendo pérdidas, lo cual refuerza que es la opción más óptima también desde el punto de vista energético.

Banda	Diseño Evaluado	Configuración	Pérdidas de radiación	Valoración técnica
Ku	Filtro original (orden 3)	4 SSPP + transición	✓ Mínimas en toda la banda útil	✓ Perfil limpio, sin resonancias ✓ Modo bien confinado
Ku	Círculo / Orden 1 / Orden 2 / Fractal Integrado	4-6 SSPP	▲ Superiores, con picos y dips	▲ Fuga energética por acoplos parásitos ▲ Radiación irregular
Ka	Fractal de orden 2	4 SSPP + transición	✓ Más bajas del conjunto evaluado	✓ Banda estable sin pérdidas abruptas ✓ Confinamiento eficiente
Ka	Círculo / Orden 1 / Fractal Integrado	4-6 SSPP	▲ Elevadas, sobre todo fuera de banda	▲ Mal acoplo del modo SSPP ▲ Resonancias radiantes no deseadas

Tabla 6.6. Comparativa de pérdidas de radiación.

6.5. Optimización de los diseños elegidos

Tras varios intentos de optimización en la banda Ku, la misma que en el apartado 5.10 con la herramienta automática de HFSS, no se ha llegado a ninguna mejora significativa, así que prevalecerá la configuración original que se adjunta a modo de recordatorio (Fig. 6.36, Fig. 6.37), así como los valores de los parámetros empleados en su diseño (Fig. 6.38).

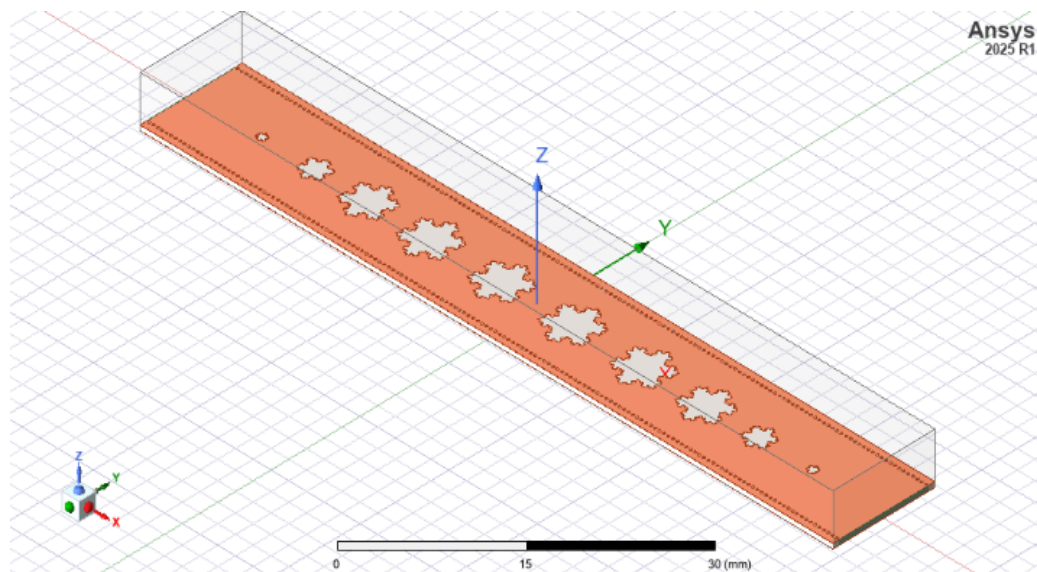


Fig. 6.36. Filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda Ku.

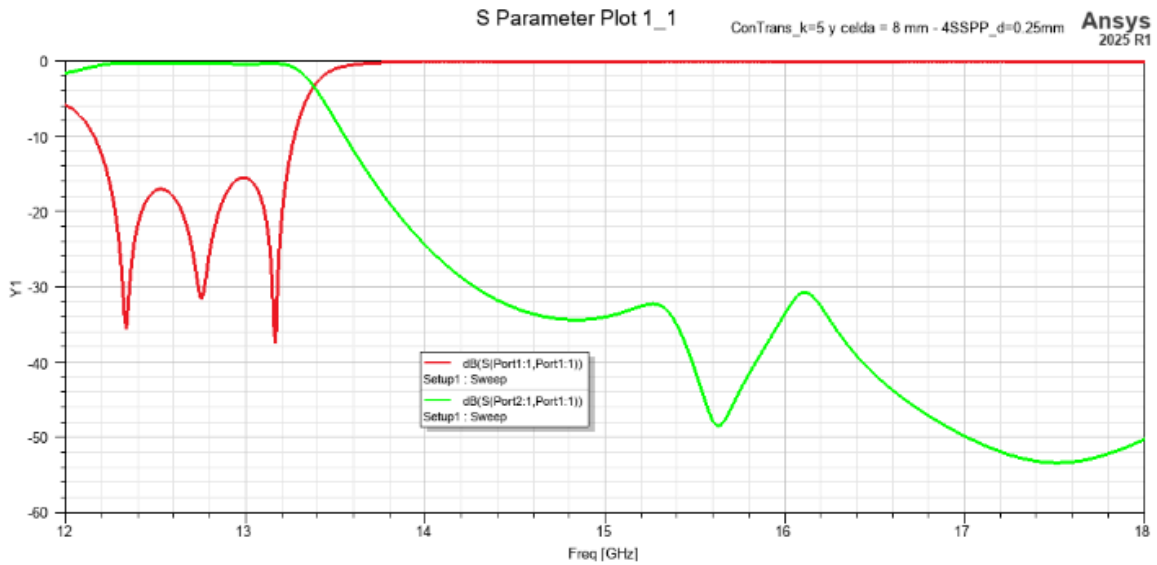


Fig. 6.37. Banda frecuencial del filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda Ku.

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type	Description	Read-only	Hidden	Sweep
space	(largeFilter-(n-1)*p)/2		0.25mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
hs	0.508	mm	0.508mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
p	2*d		0.5mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
hc	0.018	mm	0.018mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
a_SIW	10	mm	10mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
d	0.25	mm	0.25mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
n	int(largeFilter/p)		156	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
exceso	3*d		0.75mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largeFilter	2*largoInicial+numSSP...		78mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k	5		5	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
ALTURA	10		10	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
dx	90	deg	90deg	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoInicial	5	mm	5mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
numSSPP	4		4	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoCelda	8	mm	8mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
numTrans	3		3	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoTrans	6	mm	6mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans1	1		1	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans2	2.75		2.75	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans3	4.5		4.5	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Fig. 6.38. Parámetros para el diseño del filtro definitivo con fractal de orden 3 en banda Ku.

Para la banda Ka (Fig. 6.39) sí que se han conseguido valores de pérdidas considerablemente inferiores. Además, también se han conseguido desplazar los espurios a frecuencias mayores, mejorando así la banda de rechazo (Fig. 6.40).

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

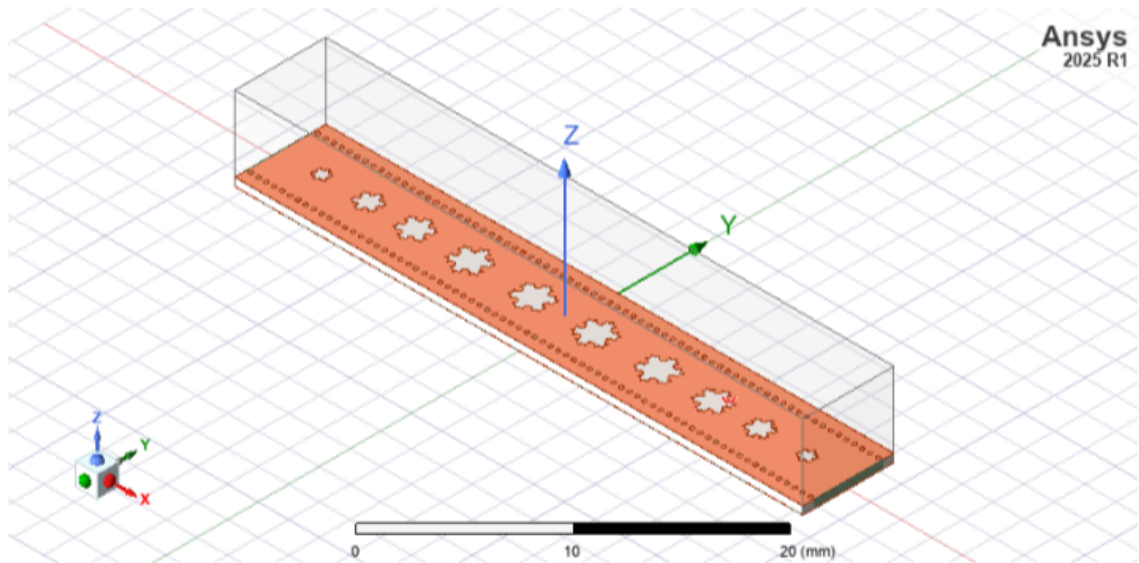


Fig. 6.39. Filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.

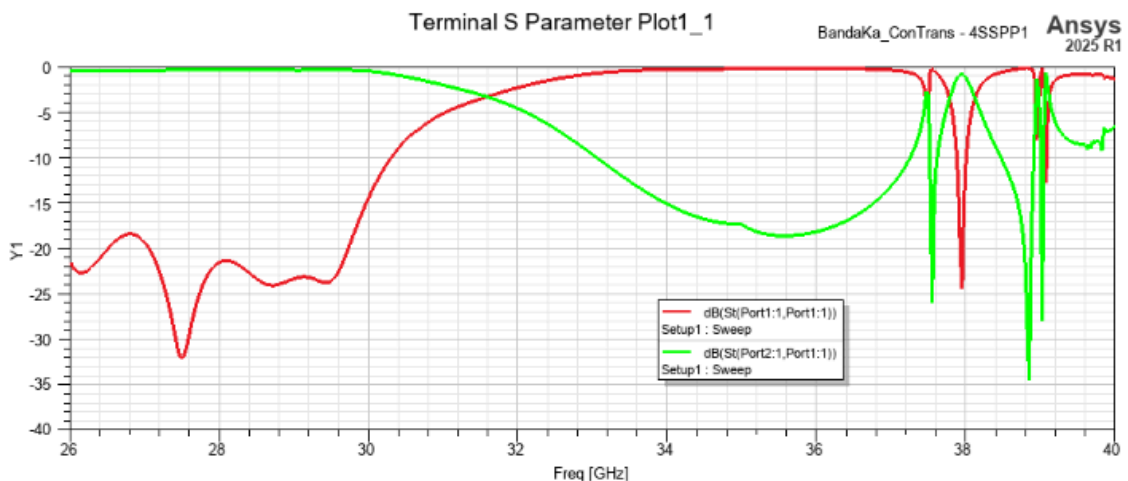


Fig. 6.40. Banda frecuencial del filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.

Antes de la optimización (Fig. 6.13), la magnitud de S_{11} (curva roja) mostraba valores inferiores a -16 dB dentro de la banda de paso (26–30 GHz). Después de la optimización (Fig. 6.40), se observa una mejora clara en S_{11} , alcanzando valores por debajo de -18 dB en la banda de paso, lo que mejora la adaptación de impedancia y reduce la energía reflejada. Además, S_{21} es más plano y continuo en la banda de paso, lo que indica una menor pérdida de inserción, mejor transmisión y una respuesta de filtro más estable. A su vez, se aprecia una mejora en la atenuación fuera de banda, con S_{21} descendiendo por debajo de -30 dB en regiones fuera de la banda de paso, lo que refleja una mejor capacidad del filtro para bloquear frecuencias no deseadas. La gráfica

optimizada muestra una transición más suave entre bandas, evitando resonancias espurias y modos indeseados que estaban presentes en el diseño del que se partía (Fig. 5.69).

Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type	Description	Read-only	Hidden	Sweep
n	$\text{int}(\text{largeFilter}/p)$		72	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largeFilter	$2 \cdot \text{largoInicial} + \text{numSSP} \dots$		37.09427mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoTrans	3.0638235294118	mm	3.0638235mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
d	0.2575	mm	0.2575mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
p	$2 \cdot d$		0.515mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
hs	0.508	mm	0.508mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoInicial	1.1638461538461	mm	1.1638462mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
numTrans	3		3	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
a_SIW	4.4	mm	4.4mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
exceso	$3 \cdot d$		0.7725mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
hc	0.018	mm	0.018mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
largoCelda	4.0959090909091	mm	4.0959091mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
numSSPP	4		4	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
space	$(\text{largeFilter} - (n-1) \cdot p) / 2$		0.26463492mm	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k	2.102		2.102	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans1	0.935333333333333		0.93533333	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans2	1.482		1.482	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
k_Trans3	1.8591428571429		1.8591429	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
ALTURA	10		10	Design		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Fig. 6.41. Parámetros para el diseño del filtro definitivo con fractal de orden 2 en banda Ka.

6.6. Comparativa con otros filtros existentes

Para la banda Ku, aunque Yang [62] es ligeramente más corto, el filtro propuesto en este trabajo ofrece el área útil más pequeña para un orden elevado (4 resonadores en solo 780 mm²), logrando casi un 70 % de reducción respecto a Zhang [63] y un 35 % frente a Kandwal [64]. En lugar de un pasabanda excesivamente ancho (Zhang [63]) o dos bandas separadas (Yang [62]), la solución propuesta concentra la energía en 12-13.3 GHz, justo donde se sitúan los canales de subida Ku, evitando interferir a servicios adyacentes. Se cuentan también con pérdidas de retorno inferiores a -16 dB en toda la banda con ≥ 5 dB de margen sobre los tres competidores. Por otro lado, Zhang [63] necesita una línea un 60 % más larga para solo -0.5 dB, y Yang/Kandwal [62] [64] pierden rendimiento al miniaturizarse. Además, los S-parámetros medidos muestran $|S_{21}| < -50$ dB por encima de 16 GHz, atenuación no declarada en ninguno de los artículos y clave para coexistencia espectral (VSAT, 5G-mmWave). Todo el filtro se implementa en RT/duroid 5880 de 0.508 mm con dos caras metalizadas (Top y Bottom); Zhang [63] necesita microtiras y

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

adaptadores cónicos múltiples, mientras que Yang [62] exige ranuras H grabadas con tolerancias de 0.1 mm.

Filtro	Dimensiones (mm)	Huella (mm ²)	Banda de paso (GHz)	Pérdidas de inserción	Pérdidas de retorno
Este trabajo	78 × 10	780	12-13.3	≥ -0.5 dB	≤ -16 dB
Zhang et al. [63]	124.9 × 20	2 498	11.92 - 21.54	-0.5 dB máx.	≤ -10 dB
Yang et al. [62]	≈ 60 × 11 *	≈ 660 *	PB-1: 11.7 - 13.8 PB-2: 14.8 - 15.5	-1.4 dB aprox.	≈ -10 dB
Kandwal et al. [64]	≈ 110 × 11 †	≈ 1 210 †	10 - 19 (ancho) 11 - 18.5 (ajust.)	≥ -1 dB	≈ -10 dB

Tabla 6.7. Comparativa del filtro Ku propuesto con otros filtros existentes.

* Estimado a partir de las figuras porque el artículo [62] no da la cota longitudinal explícita.

† Los datos numéricos de Kandwal et al. [64] no aparecen de forma textual en el artículo; se han deducido de la Fig. 3 del propio artículo.

En cuanto a la banda Ka, este diseño representa una propuesta innovadora al implementar un filtro SIW-SSPP con buena respuesta en esta banda (Fig. 6.40), un rango frecuencial que está empezando a ser explorado con esta tecnología. Los resultados obtenidos confirman el potencial de la propuesta.

Característica	Filtro Propuesto en Banda Ka	Comentario / Novedad
Banda de Paso	26-30 GHz	Cobertura eficaz en la parte baja de la banda Ka
Pérdidas de Inserción (S21)	> -0.5 dB en toda la banda de paso	Excelente eficiencia
Pérdidas de Retorno (S11)	< -18 dB	Muy buena adaptación
Tipo de tecnología	SIW + transición SSPP	Innovación técnica aplicada a banda Ka
Número de celdas SSPP	4	Buen equilibrio entre rendimiento y tamaño
Tamaño total del filtro	~37 mm	Diseño compacto
Anchura de la guía SIW	4.4 mm	Adaptado para propagación eficiente en Ka

Tabla 6.8. Características del filtro definitivo en banda Ka.

Estas características demuestran que es posible obtener un rendimiento elevado en banda Ka utilizando estructuras SIW combinadas con estructuras periódicas SSPP, lo que permite lograr un diseño compacto, con buena selectividad y excelente adaptación de impedancias. Todo ello convierte esta propuesta no solo en una contribución novedosa, sino también en una

alternativa válida para futuros sistemas de alta frecuencia que requieran filtrado eficiente en banda Ka.

A continuación, se presenta una comparativa técnica entre el enfoque basado en geometrías fractales propuesto en este trabajo y el diseño clásico de ranuras rectangulares periódicas aplicado a filtros SSPP, como el desarrollado por Kandwal et al. [64]. Algunos de los beneficios del uso de fractales incluyen una mayor capacidad de miniaturización, un control más preciso sobre la dispersión y el ancho de banda, así como una mejor respuesta en parámetros S y tolerancia geométrica. Se observa además que la escalabilidad multibanda que ofrecen las estructuras fractales representa una ventaja estratégica frente a diseños tradicionales más rígidos en cuanto a adaptación espectral.

Aspecto	Fractales (Koch, orden 1-3)	Ranuras Rectangulares [64]
Control de dispersión	El parámetro k y el orden fractal permiten ajustar la pendiente de dispersión y la frecuencia de corte	Limitado a variación de longitud de ranuras; sin control multiescala
Miniaturización efectiva	Longitudes de celda de hasta $\lambda/10$ con alta eficiencia (orden 3)	Celdas de longitud mayor ($\sim \lambda/4$) debido a geometría convencional
Reconfigurabilidad	Escalabilidad multibanda al variar geometría fractal sin aumentar área física	Diseño monobanda; cualquier cambio requiere rediseño completo
Tolerancia geométrica	Menor sensibilidad a errores de fabricación gracias a que la respuesta depende de propiedades globales	Mayor dependencia de precisión en las ranuras y alineación

Tabla 6.9. Comparativa del uso de fractales frente al uso de ranuras rectangulares.

Por último, para ilustrar de forma clara las ventajas del enfoque propuesto en este TFG frente a otras soluciones recientes, se presenta a continuación en la tabla 6.10 una comparación con el diseño desarrollado por Sharma et al. [29], basado en una línea de transmisión SSPP con geometrías fractales sobre microstrip en sustrato flexible.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

Aspecto	TFG (SIW-SSPP)	Sharma et al. [25] (Microstrip-SSPP)	Ventaja
Confinamiento del campo EM	Muy alto debido a las paredes metálicas y vías SIW + SSPP	Moderado: limitado por estructura microstrip abierta	✓ Mejor confinamiento, menor radiación
Pérdidas por radiación	Muy bajas	Mejores que microstrip tradicional, pero no tan buenas como SIW	✓ Menores pérdidas de radiación
Selectividad espectral	Alta selectividad con geometrías fractales (orden 2-3), mejora de S21	No se explora con detalle multibanda o selectividad afinada	✓ Mejor control espectral
Rechazo fuera de banda	Configuraciones logran alta atenuación en stopband	No se especifica rechazo fuera de banda detallado	✓ Posible mejora de la atenuación fuera de banda
Versatilidad de diseño	Configuraciones en bandas Ku y Ka, variantes con separación y orden fractal	Solo línea paso bajo hasta 35 GHz	✓ Diseño multibanda, adaptado a diferentes aplicaciones
Robustez frente a interferencias	SIW ofrece mejor inmunidad EMI/EMC que microstrip	Mejor que microstrip clásico, pero aún más vulnerable que SIW	✓ Mayor robustez electromagnética

Tabla 6.10. Comparativa del uso de fractales en SIW frente a microstrip.

CONCLUSIONES

7. CONCLUSIONES

Este TFG ha permitido demostrar la viabilidad técnica de combinar tecnologías SIW con modos SSPP basados en geometrías fractales para el desarrollo de filtros de microondas altamente miniaturizados, eficientes y adecuados para su integración en plataformas satelitales. A través del diseño, simulación y optimización de diversas configuraciones geométricas—incluyendo el uso de estructuras fractales tipo Koch— se ha validado que el confinamiento electromagnético y la selectividad espectral de los filtros puede mejorarse sustancialmente mediante estrategias multiescala. El análisis paramétrico ha revelado que la separación entre fractales influye decisivamente en la reaparición de la periodicidad electromagnética y en la supresión de acoplos espurios, reduciendo así las pérdidas de inserción. El orden del fractal tiene un impacto directo sobre la frecuencia de corte del filtro, estructuras de orden 3 son más adecuadas para la banda Ku, mientras que las de orden 2 resultan óptimas para la banda Ka. Los valores de $|S_{21}|$ y $|S_{11}|$ obtenidos tras la optimización permiten mantener niveles de retorno por debajo de -16 dB en banda Ku y por debajo de -18 dB en banda Ka, cumpliendo con los criterios de diseño para aplicaciones de alta frecuencia. Las pérdidas por radiación, analizadas en múltiples configuraciones, confirman que los filtros optimizados presentan un mejor compromiso entre tamaño físico, eficiencia y radiación no deseada. En términos generales, los resultados muestran que las estructuras SIW-SSPP permiten reducir el tamaño de los dispositivos sin sacrificar prestaciones, habilitando el desarrollo de filtros integrables en sistemas de comunicación modernos.

7.1. Líneas futuras

El presente trabajo ha demostrado el potencial de las estructuras híbridas SIW-SSPP con geometrías fractales para el diseño de filtros paso banda en bandas Ku y Ka. Sin embargo, existen múltiples caminos de exploración que podrían continuar esta línea de investigación en el futuro.

Una posible evolución natural del diseño es la investigación de configuraciones que prescindan de las vías metálicas laterales características

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

de las SIW convencionales. Esta modificación permitiría simplificar enormemente los costes de fabricación y mejoraría la producción en masa. Una vez validadas las configuraciones óptimas mediante simulación electromagnética, el siguiente paso lógico consiste en llevar a cabo la fabricación real de los prototipos mediante fresado de placas PCB utilizando materiales comerciales como Rogers RT/Duroid 5880. Este proceso permitiría evaluar la viabilidad práctica de los diseños optimizados, incluyendo los posibles desajustes debidos a tolerancias de mecanizado, dispersión dieléctrica o rugosidad superficial. Una vez fabricados los prototipos, sería necesario realizar una campaña de medidas con un analizador de redes vectorial (VNA) que permita extraer los parámetros S reales de los filtros. Esto permitirá comparar las curvas de reflexión (S_{11}) y transmisión (S_{21}) experimentales con las simuladas, evaluando el impacto de los efectos no modelizados como el acoplamiento de conectores, las pérdidas en el sustrato o las variaciones dimensionales. Finalmente, se propone evaluar el rendimiento de los filtros diseñados en entornos representativos de aplicación, como sistemas de comunicaciones satelitales o enlaces 5G-mmWave. Esto incluiría tanto simulaciones de enlace como pruebas funcionales en bancos de medida, permitiendo valorar no solo la eficiencia espectral del filtro sino también su integrabilidad mecánica y térmica en sistemas reales.

8. REFLEXIÓN Y VALORACIÓN PERSONAL

Al llevar a cabo este TFG, he podido consolidar y profundizar en competencias clave del diseño electromagnético aplicado a microondas. En primer lugar, la experiencia de modelar y simular estructuras SIW y SSPP con ANSYS HFSS y PyAEDT me permitió interiorizar el flujo de trabajo en simulación electromagnética, desde la creación del modelo 3D hasta el post-procesado de parámetros S, comprendiendo la importancia de definir correctamente condiciones de frontera, malla adaptativa y transiciones para minimizar reflexiones indeseadas. También aprendí a aplicar metodologías de optimización paramétrica que mejoraron notablemente la adaptación (S_{11}) y la transmisión (S_{21}) en bandas Ku y Ka. Asimismo, me ha enseñado que la integración de fractales SSPP ofrece enormes posibilidades para diseñar filtros compactos y de alta selectividad, pero su correcta parametrización (profundidad, periodicidad, escala) es crítica para evitar acoplos no deseados entre celdas. La optimización final no se limita a afinar parámetros numéricos, sino que exige entender la física subyacente (modos confinados, dispersión y acoplamiento), de modo que cualquier pequeña variación geométrica no comprometa la estabilidad espectral del filtro.

En términos personales, este TFG ha sido un excelente reto con pruebas multidisciplinares, combinando teoría de líneas de transmisión, programación en Python para automatizar diseños y análisis con HFSS. Asimismo, me ha permitido desarrollar habilidades de resolución de problemas complejos, enfrentándome a resultados espectrales inestables y aprendiendo a iterar diseños de forma sistemática. Además, he adquirido capacidad crítica para valorar los límites de las herramientas “Student” y la necesidad de gestionar trade-offs entre rendimiento, tamaño y viabilidad de fabricación. En definitiva, este trabajo no solo demuestra la viabilidad de filtros integrados basados en SSPP para aplicaciones satelitales, sino que también sienta las bases de una línea de investigación futura enfocada en mejorar la robustez geométrica y reducir la dependencia de ajustes finos en fabricación.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

9. REFERENCIAS

- [1] “Ansys | Engineering Simulation Software,” Ansys, <https://www.ansys.com/>
- [2] T. Taleb, A. Ksentini, and R. Jantti, ““Anything as a Service for 5G Mobile Systems,”” *IEEE Network*, vol. 30, no. 6, pp. 84–91, Nov.–Dec. 2016. doi: 10.1109/MNET.2016.1600093NM.
- [3] SpectralGeo, “Soluciones de observación espectral,” [Online]. Available: <https://www.spectralgeo.es/es/>
- [4] NovaSpace, “Revolución satelital y flexibilidad en órbita,” [Online]. Available: <https://nova.space/>
- [5] A. Doumitt and L. Speckman, “Lasercom key to building internet in space,” *The Aerospace Corporation*.
- [6] CCNA Desde Cero, “¿Qué es Banda Ku, Banda Ka y Banda C?”, *CCNA Desde Cero*, 2023. [Online]. Available: <https://ccnadesdecero.es/que-es-banda-ku-banda-ka-banda-c/>
- [7] A. Panagopoulos, P. D. Arapoglou y P. G. Cottis, “Satellite communications at Ku, Ka, and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 6, no. 3, pp. 2–14, 2004.
- [8] F. Manni, P. Colantonio, R. Giofrè, E. Limiti, P. E. Longhi, S. C. Mejillones, S. Moscato y A. Fonte, “Ka-Band GaN-on-SiC Power Amplifier for High EIRP Satellite Phased Antenna Array,” en *Key Enabling Technologies for Future Wireless, Wired, Optical and Satcom Applications*, pp. 133–142, 2024. doi: 10.1201/9781003587309-13.
- [9] K. Wu, M. Bozzi, and N. J. G. Fonseca, “Substrate Integrated Transmission Lines: Review and Applications,” *IEEE J. Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 345–363, 2021.
- [10] J. Hirokawa and M. Ando, “Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 5, pp. 625–630, 1998.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

- [11] H. Uchimura, T. Takenoshita, and M. Fujii, "Development of a 'laminated waveguide'," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 46, no. 12, pp. 2438–2443, 1998.
- [12] L. Brown, *Technical and Military Imperatives: A Radar History of World War 2*, CRC Press, 1999.
- [13] T. H. Lee, *Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Design, and Applications*, Cambridge University Press, 2004.
- [14] M. Bozzi, L. Perregrini, K. Wu y P. Arcioni, "Revisión de circuitos y antenas con guía de onda integrada en sustrato," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 9, pp. 1291–1301, 2010. doi: 10.1049/iet-map.2010.0463.
- [15] 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, 2001.
- [16] Y. Cassivi and K. Wu, "Substrate integrated nonradiative dielectric waveguide," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 89–91, 2004.
- [17] A. Patrovsky and K. Wu, "Substrate integrated image guide (SIIG) – a low-loss waveguide for millimetre-wave applications," in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, vol. 2, pp. 900, 2005.
- [18] K. Wu and D. Deslandes, "The Substrate Integrated Circuits – A New Concept for High-Frequency Electronics and Optoelectronics," in *Proc. TELSIKS Conf.*, vol. 1, 2003.
- [19] A. Patrovsky and K. Wu, "Substrate Integrated Image Guide (SIIG) – A planar dielectric waveguide technology for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 54, no. 6, pp. 2872–2879, 2006.
- [20] W. Hong *et al.*, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide: A New Guided Wave Structure for Microwave and Millimeter Wave Application," in *Joint*

- Int. Conf. Infrared Millimeter Waves & Terahertz Electron.*, pp. 219–219, 2006.
- [21] D. Deslandes and K. Wu, “Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components,” in *Proc. Eur. Microw. Conf.*, pp. 1–4, 2002.
- [22] N. Grigoropoulos, B. Sanz-Izquierdo, and P. Young, “Substrate integrated folded waveguides (SIFW) and filter,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, pp. 829–831, 2006.
- [23] D. Deslandes, M. Bozzi, P. Arcioni, and K. Wu, “Substrate integrated slab waveguide (SISW) for wideband microwave applications,” in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 2, pp. 1103–1106, 2003.
- [24] P. A. Huidobro, A. I. Fernández-Domínguez, J. B. Pendry y L. Martín-Moreno, “Spoof surface plasmon photonics,” *Rev. Mod. Phys.*, vol. 94, no. 2, p. 025004, 2022. doi: 10.1103/RevModPhys.94.025004.
- [25] X. Gao *et al.*, “Spoof Plasmonic Metamaterials for Compact and Efficient Microwave Devices,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 67, no. 9, pp. 3893–3906, 2019.
- [26] H. F. Ma *et al.*, “Guiding electromagnetic waves along an infinitesimal line between two surfaces,” *Nat. Commun.*, vol. 5, p. 4446, 2014.
- [27] Y. Zhang, Y. Xu, C. Tian, Q. Xu, X. Zhang, Y. Li, X. Zhang, J. Han, and W. Zhang, “From Terahertz Surface Waves to Spoof Surface Plasmon Polaritons,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 6, pp. 1–9, Dec. 2017.
- [28] B. Pan, P. Yu, B. Guo, Y. Qian y G. Luo, “Unequal Bandpass Filtering Power Divider Based on Hybrid HMSIW-SSPP Modes,” *Frontiers in Physics*, vol. 10, Artículo 851150, feb. 2022, doi: 10.3389/fphy.2022.851150.
- [29] S. Sharma, R. K. Singh, A. Basu, S. Koul, and M. Sing, “Koch Snowflake Fractal Based Compact Spoof Surface Plasmon Polariton Transmission Line,” *Centre for Applied Research in Electronics, IIT & DIAT*, 2024.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

- [30] X. Cao, B. Luo, Y. Zhu, Z. Xia y Q. Cai, "Research on the Defected Ground Structure With Von Koch Snowflake Fractals," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 1–9, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2971234.
- [31] G. Khanna and N. Sharma, "Fractal Antenna Geometries: A Review," *Int. J. Comput. Appl.*, vol. 153, no. 7, pp. 29–32, 2016.
- [32] J. Ilavsky, "Small-angle Scattering for Every Problem? Materials science review of SAS Applications," *X-ray Science Division, Advanced Photon Source, ANL*.
- [33] A. I. Pérez-Neira, M. A. Vázquez, M. R. Bhavani Shankar, S. Maleki y S. Chatzinotas, "Signal Processing for High Throughput Satellites: Challenges in New Interference-Limited Scenarios," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 36, no. 4, pp. 112–131, Jul. 2019, doi: 10.1109/MSP.2019.2900991.
- [34] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., Wiley, 2011, ch. 6 and 8.
- [35] W. Shen and W. Zhang, "Compact bandpass filter using substrate integrated waveguide cavities," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 9, pp. 442–444, 2012.
- [36] X. Zhang and W. Hong, "Half-mode substrate integrated waveguide filters with wide stopband performance," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 3, pp. 641–648, 2016.
- [37] S. Koziel and S. Ogurtsov, "Design of low-pass filters using SIW technology," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 52, pp. 183–192, 2014.
- [38] Y. Liu and L. Sun, "Millimeter-wave SIW filters for 5G applications," *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 9, no. 3, pp. 240–249, 2019.
- [39] X. Yang and S. He, "3D-printed SIW filters for millimeter-wave applications," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 22, no. 4, pp. 35–41, 2021.
- [40] Y. Guo and L. Zhu, "MEMS-tunable SIW filters for reconfigurable RF applications," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 64, no. 12, pp. 3204–3212, 2017.

- [41] J. Xu and K. Wu, "Metamaterial-inspired SIW filters for improved frequency selectivity," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 10, pp. 4506–4513, 2018.
- [42] M. Bozzi, A. Georgiadis, and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 8, pp. 909–920, 2011.
- [43] R. Ruiz, J. A. López-Fernández, and F. Martín, "Electromagnetic bandgap structures in substrate integrated waveguide technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 12, pp. 4317–4324, 2015.
- [44] A. Moitra and D. Bhowmik, "Design of SIW bandpass filters using electromagnetic band gap structures," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 59, pp. 25–34, 2016.
- [45] W. Shen, X. Zhang, and W. Hong, "SIW bandpass filter based on defected ground structures," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 12, pp. 669–671, 2011.
- [46] Y. Huang and J. Chen, "Compact wideband bandpass filter using SIW and CMRCs," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, no. 9, pp. 3258–3266, 2017.
- [47] F. Silvestri, F. Venneri, and A. Cacciamano, "Periodic perforation-based SIW filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 18, no. 4, pp. 85–96, 2017.
- [48] S. Danaeian, A. Kordzadeh, and F. B. Zarrabi, "Stepped-impedance resonators in SIW bandpass filters," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 55015–55023, 2018.
- [49] C. Song, Y. Liu, and L. Zhu, "Miniaturized SIW bandpass filters using stepped-impedance resonators," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 68, no. 4, pp. 1502–1510, 2021.
- [50] J. Martínez *et al.*, "Complementary split-ring resonators in SIW bandpass filters," *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 98, pp. 145–157, 2020.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

- [51] Y. Chen, X. Zhu, and P. Zhang, "Multiple-mode resonators for compact SIW bandpass filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 2, pp. 484–493, 2015.
- [52] K. Entesari and G. Rebeiz, "Tunable SIW filters for adaptive RF front-ends," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 63, no. 1, pp. 1–11, 2015.
- [53] Q. Li, Y. Yin, X. Chen, and K.-D. Xu, "Spoof surface plasmon polariton developed in a rectangular waveguide with a controllable band-pass feature for millimeter-wave applications," *Applied Physics Express*, vol. 15, no. 3, p. 035502, Feb. 2022, doi: 10.35848/1882-0786/ac4fa9.
- [54] L. Liu, Y. Hu, R. Li, Q. Zhang, and L. Zhu, "Compact and Narrow-Band Bandpass Filter Using Spoof Surface Plasmon Polaritons," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 33, pp. 676, 2021.
- [55] P. Chen, L. Li, K. Yang, and Q. Chen, "Mode Composite Waveguide Based on Hybrid Substrate Integrated Waveguide and Spoof Surface Plasmon Polariton Structure," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 28, pp. 984, 2018.
- [56] D. Guan, P. You, Q. Zhang, K. Xiao, and S. Yong, "Hybrid Spoof Surface Plasmon Polariton and Substrate Integrated Waveguide Transmission Line and Its Application in Filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 65, pp. 4925, 2017.
- [57] L. Wang, X. Cui, H. Yang, Z. Du, and Y. Zhao, "Miniaturized Spoof Surface Plasmon Polaritons Low-Pass Filter With a Novel Transition Structure," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 31, pp. 1273, 2019.
- [58] Y. Guo, K. Xu, X. Deng, X. Cheng, and Q. Chen, "Millimeter-Wave On-Chip Bandpass Filter Based on Spoof Surface Plasmon Polaritons," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 41, pp. 1165, 2020.
- [59] C. Máximo Gutiérrez, *Filtros fijos y sintonizables para las cabeceras de radiofrecuencia en sistemas espaciales*, Tesis Doctoral, Univ. Politécnica de Cartagena, 2022.

- [60] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, Network parameters section.
- [61] Y. Cassivi *et al.*, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 333–335, 2022.
- [62] Z. B. Yang *et al.*, "Dual bandpass filter based on hybrid spoof surface plasmon polariton and substrate integrated waveguide structure," in *Proc. IEEE Int. Workshop Electromagn. Appl. Stud. Innov. Contest (IWEM)*, pp. 1–3, 2018.
- [63] Q. Zhang, H. C. Zhang, H. Wu, and T. J. Cui, "A hybrid circuit for spoof surface plasmons and spatial waveguide modes to reach controllable band-pass filters," *Sci. Rep.*, vol. 5, p. 16531, 2015.
- [64] K. Rudramuni, K. Kandasamy, A. Kandwal and Q. Zhang, "Compact bandpass filter based on hybrid spoof surface plasmon and substrate integrated waveguide transmission line," *2017 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, Haining, China, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/EDAPS.2017.8277014.

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

10. ANEXOS**10.1. Anexo 1. Código del fractal de Koch con base de triángulo equilátero.**

```
from pyaedt import Hfss

import numpy as np

# Inicializar HFSS

hfss = Hfss(non_graphical=False)

# Crear un nuevo diseño y setup

hfss.insert_design("KochFractal")

# Función para generar los puntos del fractal de Koch centrado en el
origen

def koch_snowflake(order, scale=1.0):

    """Genera los puntos del fractal de Koch con una base triangular
    centrada en el origen."""

    def koch_curve(points, level):

        if level == 0:

            return points

        new_points = []
```

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

```
for i in range(len(points) - 1):

    p1, p2 = points[i], points[i + 1]

    a = p1

    b = (2 * p1 + p2) / 3

    d = (p1 + 2 * p2) / 3

    mid = (p1 + p2) / 2 + np.array([-p2[1] - p1[1], p2[0] - p1[0]]) *
np.sqrt(3) / 6

    c = mid

    new_points += [a, b, c, d]

new_points.append(points[-1])

return koch_curve(new_points, level - 1)

# Puntos iniciales del triángulo equilátero

sqrt3 = np.sqrt(3) / 2

p1 = np.array([0, 0])

p2 = np.array([0.5, sqrt3])

p3 = np.array([1, 0])

base_points = [p1, p2, p3, p1]

refined_points = koch_curve(base_points, order)

# Calcular el centroide de los puntos generados
```

```

refined_points = np.array(refined_points)

centroid = np.mean(refined_points, axis=0)

# Convertir a coordenadas 3D con z = 0, trasladando al origen

return [[(p[0] - centroid[0]) * scale, (p[1] - centroid[1]) * scale, 0] for p in
refined_points]

```

```

# Generar los puntos del fractal

order = 3 # Cambia el nivel del fractal aquí

scale = 1 # Cambia el tamaño de la figura

points = koch_snowflake(order, scale)

# Crear el fractal en HFSS

hfss.modeler.create_polyline(points, name="KochFractal",
xsection_type="Filled")

# Guardar y cerrar HFSS

# hfss.save_project("koch_fractal.aedt")

```

10.2. Anexo 2. Código del fractal de Koch con base hexagonal.

```

import math

from pyaedt import Hfss

import numpy as np

```

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

```
# Inicializar HFSS

hfss = Hfss(non_graphical=False)

# Crear un nuevo diseño y setup
hfss.insert_design("KochFractal")

def koch_snowflake(hfss, p1, p2, order):

    """ Función recursiva para generar el copo de nieve de Koch en HFSS
    como un solo polígono """

    if order == 0:

        return [p1, p2]

    else:

        # Dividir en 3 segmentos

        pA = [(2*p1[0] + p2[0]) / 3, (2*p1[1] + p2[1]) / 3, 0]

        pC = [(p1[0] + 2*p2[0]) / 3, (p1[1] + 2*p2[1]) / 3, 0]

        # Calcular vértice del triángulo equilátero

        dx = pC[0] - pA[0]

        dy = pC[1] - pA[1]

        angle = math.pi / 3

        pB = [pA[0] + dx * math.cos(angle) - dy * math.sin(angle),

            pA[1] + dx * math.sin(angle) + dy * math.cos(angle), 0]
```

```

# Recursión para los segmentos

return (koch_snowflake(hfss, p1, pA, order-1) +
        koch_snowflake(hfss, pA, pB, order-1) +
        koch_snowflake(hfss, pB, pC, order-1) +
        koch_snowflake(hfss, pC, p2, order-1)[1:])

# **Hexágono base**

center = [0, 0, 0]

radius = 1

hexagon = []

for i in range(6):

    angle = i * math.pi / 3

    hexagon.append([radius * math.cos(angle), radius * math.sin(angle),
0])

# Generar el fractal en cada lado del hexágono

fractal_points = []

for i in range(6):

    fractal_points += koch_snowflake(hfss, hexagon[i], hexagon[(i+1) % 6],
3)

# Crear el polígono fractal en HFSS

```

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

```
hfss.modeler.create_polyline(fractal_points, name="Koch_Flake",  
xsection_type="Filled")
```

```
# Guardar y cerrar HFSS
```

```
hfss.save_project("koch_snowflake.aedt")
```

```
#hfss.close_project()
```

```
print("Copo de nieve de Koch generado en HFSS")
```

10.3. Anexo 3. Ejemplo básico de uso de la librería PyAEDT.

```
from pyaedt import Hfss
```

```
# Inicializar HFSS en modo no gráfico
```

```
hfss = Hfss(non_graphical=True)
```

```
# Crear un nuevo diseño
```

```
hfss.insert_design("MyWaveguide")
```

```
# Crear una guía de onda rectangular
```

```
hfss.modeler.create_box([0, 0, 0], [10, 5, 2], name="Waveguide",  
matname="copper")
```

```
# Configurar una simulación
```

```
hfss.create_setup("Setup1")
```

```
hfss.analyze()

# Obtener resultados

s_params = hfss.get_solution_data("S11")

print(s_params)

# Guardar y cerrar

hfss.save_project("waveguide_simulation.aedt")

hfss.release_desktop()
```

10.4. Anexo 4. Cálculo de las pérdidas por radiación.

```
% Ruta del archivo CSV

ruta =
'D:\ArchivosCSV\ArchivosOriginal\ArchivocCSV_FiltroInicial\ParamS_Ini
cial_BandaKu_ConTrans6SSPP_mag.csv';

% Leer los datos del CSV

datos = csvread(ruta, 1, 0); % Saltar la primera fila (cabecera)

% Extraer las columnas

f = datos(:, 1); % Frecuencia en GHz

S11 = datos(:, 2); % Magnitud de S11

S21 = datos(:, 3); % Magnitud de S21
```

Simulación y optimización del diseño de filtros de microondas en guías SIW mediante la aplicación de SSPP

```
% Calcular la potencia radiada
```

```
potRadiada = 1 - S11.^2 - S21.^2;
```

```
% Graficar
```

```
figure;
```

```
plot(f, potRadiada, 'b', 'LineWidth', 2);
```

```
xlabel('Frecuencia (GHz)');
```

```
ylabel('Pérdidas por radiación');
```

```
title('Pérdidas por radiación vs Frecuencia');
```

```
grid on
```

