

Diseño de transiciones de banda ancha entre línea coplanar y guía de onda Empty Substrate Integrated Coaxial Line

Vicente Nova Giménez

Tutor: María Carmen Bachiller Martín
Cotutor: Juan Rafael Sánchez Marín

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

Curso 2015-2016
Valencia, 06 de julio de 2016

«Me gusta pensar en toda esta gente que me enseñó tantas cosas que yo nunca había imaginado antes. Y me enseñaron bien, muy bien cuando eso era tan necesario me mostraron tantas cosas que nunca creí que fueran posibles. Todos esos amigos bien adentro de mi sangre, quienes cuando no había ninguna oportunidad me dieron una.»

Charles Bukowski, Llegaron a tiempo.

Agradecimientos

Sinceramente, la gente que me conoce sabe que no soy muy dado a esto, pero he estado 6 años de mi vida estudiando en una ciudad ajena, donde he conocido gente fantástica y se merecen unas líneas. Ante todo quiero agradecerles tanto a mis madres como a mi fantástico hermano todo el amor y apoyo que me han dado, no podría imaginar una familia mejor.

A Carmen y a Juan Rafael les tengo que dar un gran abrazo por estar siempre disponibles y brindarme la oportunidad de trabajar en el mundo de la investigación científica viajando a otras universidades de Madrid, Cuenca y Zaragoza donde he tenido la oportunidad de conocer a fantásticos profesionales. No me puedo imaginar este proyecto sin su trabajo y apoyo.

Tengo que agradecer el apoyo incondicional que me ha dado Noelia, mi novia, no solo por entenderme y ofrecerme su amor incondicional, si no también por descubrirme un nuevo mundo en que poder evadir mi mente.

Tengo que darles las gracias a mis amigos de la universidad, porque somos más que compañeros de clase. Javier siempre has tenido unas palabras con las que endulzar los malos momentos, Quique siempre me has dado tu apoyo cuando hacía falta y Aznar, que siempre has organizado unas cervezas cuando hacían falta y siempre has tenido la respuesta “correcta”.

Resumen

Los actuales sistemas de comunicación se enfrentan a la presión de unos clientes ansiosos por velocidad y a un espectro cada vez más saturado y ruidoso. Estas presiones exigen el uso de dispositivos de altas prestaciones en entornos muy distintos y cambiantes, lo que les obliga a adaptarse, es decir, a variar su respuesta en función de las condiciones.

Este proyecto pretende constituir el primer paso hacia una nueva familia de dispositivos de altas prestaciones mediante el uso de la novedosa tecnología de guiado *empty substrate integrated coaxial line* diseñando y fabricando una transición entre líneas planares y esta tecnología de guiado, añadiendo una innovadora peculiaridad. Esta línea se encontrará rellena de un material poco frecuente a frecuencias de microondas: el cristal líquido, un material que dotaría de dinamismo a los dispositivos creados gracias a su permitividad eléctrica de valor controlable.

Resum

Els actuals sistemes de comunicació s'enfronten a la pressió d'uns clients amb ansia per la velocitat i a un espectre cada volta més saturat. Aquestes pressions exigeixen el ús de dispositius d'altres prestacions en uns entorns molt distints i cambiants, el que els obliga a adaptar-se, es a dir, a variar la seva resposta en funció de les condicions.

Aquest projecte preten constituir el primer pas cap a una nova família de dispositius d'altres prestacions mitjançant l'ús d'una nova tecnologia de guiat *empty substrate integrated coaxial line* disenyant y fabricant una transició entre línies planars i esta tecnologia de guiat, ficant una innovadora peculiaritat. Aquesta línia es trovara replena d'un material poc freqüent en freqüències de microones: el cristal líquid, un material que dotaria de dinamisme als dispositius creats gracies a la seva permitiviat elèctrica de valor controlable.

Abstract

Current telecommunications systems are under pressure from their customers, who are increasingly demanding speed. For this reason systems must have high performance devices that have to adapt their characteristics to the environment in which they are.

This project aims to help start a new series of variable responses's devices by using the novel empty substrate integrated coaxial line (ESICL) filled by liquid crystal.

This project should design a transition between the ESICL filled by liquid crystal and the transmission line coplanar waveguide with ground for its future manufacturing.

Índice general

1. Introducción	10
1.1. Motivación	10
1.2. Estado del arte	10
1.3. Alcance	13
1.3.1. Alcance definido por el cliente	13
1.3.2. Alcance del proyecto	13
1.3.3. Análisis de recursos	13
1.3.4. Objetivos de alto nivel	14
1.3.5. Estructura de desglose de trabajo	14
1.3.6. Fichas de actividades	15
1.3.7. Secuenciación de actividades	16
1.3.8. Estudio económico	17
2. Teoría	19
2.1. Electromagnetismo avanzado	19
2.1.1. Ecuaciones de Maxwell	19
2.1.2. Análisis de problemas de electromagnetismo	22
2.1.3. Soluciones electromagnéticas	23
2.1.4. Modos TEM	23
2.1.5. Modos TE	25
2.1.6. Modos TM	26
2.1.7. Frecuencia de corte	27
2.2. Análisis de circuitos de microondas	27
2.3. Análisis electromagnético mediante métodos numéricos	30
2.3.1. Método de las diferencias finitas	30
2.3.2. El método de los elementos finitos	32
2.3.3. Método de los momentos	32
2.4. Selección de software de análisis	32
2.4.1. HFSS	33
2.4.2. CST	33
2.4.3. Selección	33
3. Tecnologías	34
3.1. Líneas de transmisión	34
3.1.1. Modelo circuital	34
3.1.2. Líneas planares	36
3.1.3. Coaxiales y ESICL	44
3.1.4. SICs	46
3.2. Coplanar con tierra vs microstrip	50
3.3. Cristal Líquido	51
3.3.1. ¿Qué es el cristal líquido?	51

3.3.2.	Propiedades ópticas y electromagnéticas	52
3.3.3.	Tipos de cristal líquido	53
3.3.4.	Fases de cristales líquidos termo-trópicos	53
3.3.5.	Cristales líquidos calamíticos en fase nemática	54
3.4.	Soporte material	56
4.	Diseño	58
4.1.	Proceso de diseño	58
4.2.	Estructura a diseñar	60
4.2.1.	Consideraciones básicas	60
4.2.2.	Partes de la estructura	60
4.2.3.	Procesos de fabricación a tener en cuenta	64
4.3.	Diseño mediante CST	69
4.3.1.	Modelado	69
4.3.2.	Simulación	70
5.	Fabricación	72
5.1.	Herramientas	72
5.1.1.	Fresado	72
5.1.2.	Metalizado	78
5.1.3.	Soldado	80
5.2.	Proceso de fabricación:	81
5.2.1.	Extracción de los diseños	81
6.	Consideraciones	86
6.1.	Limitaciones impuestas por el cristal líquido	86
6.1.1.	Polarización	86
6.1.2.	Llenado y sellado	87
6.1.3.	Alteración del cristal líquido	87
6.1.4.	Datos experimentales	87
6.2.	Limitaciones impuestas por el proceso de fabricación	88
6.2.1.	ESICL	88
6.2.2.	Fresado	89
6.2.3.	Metalizado	89
6.2.4.	Soldado	90
7.	Resultados	91
7.1.	Diseños previos	91
7.1.1.	ESICL	91
7.2.	Diseño completo 1	100
7.2.1.	ESICL	101
7.2.2.	Coplanar	103
7.2.3.	Coplanar tapada	105
7.2.4.	Transición	106
7.3.	Fabricación del diseño 1v3	112
7.3.1.	Gerbers	113
7.3.2.	Fabricación	116
7.3.3.	Resultados del diseño 1	121
7.4.	Diseño de transición II	122
7.4.1.	ESICL	122
7.4.2.	Coplanar	123
7.4.3.	Coplanar tapada	125

7.4.4.	Transición	126
7.5.	Fabricación del diseño 2v1	129
7.5.1.	Capa 3	129
7.5.2.	Capas 2 y 4	130
7.5.3.	Fabricación	130
7.6.	Resultados diseño 2v1	132
7.6.1.	Soldado a capas con orientación positiva	132
7.6.2.	Soldado absoluto con orientación negativa	133
7.6.3.	Diseño sin soldado	133
7.6.4.	Diseño absoluto con orientación positiva	134
7.7.	Diseño 3	135
7.7.1.	Modelo 1	135
7.7.2.	Modelo 2	138
7.7.3.	Diseño 3v1	139
7.7.4.	Diseño 3v2	140
7.7.5.	Análisis de fabricación el diseño 3v2	141
8.	Conclusiones y líneas futuras	142
8.1.	Conclusiones	142
8.2.	Líneas futuras	142

Índice de figuras

1.1. RF MEMS: (a) esquema de interruptor, (b) imagen de inductancia variable	11
1.2. Diagrama de Gantt.	17
1.3. Distribución temporal de hitos.	17
2.1. (a) región cerrada o finita, (b) región abierta o semi-infinita	22
2.2. Red de microondas de dos accesos	29
2.3. Red de microondas de dos accesos en su configuración para la medida de los parámetros S del acceso 1	30
2.4. Derivada de orden n de una función f junto a valores conocidos de la función	31
3.1. Circuito equivalente de una línea de transmisión	34
3.2. Línea de transmisión de dieléctrico no homogéneo	37
3.3. Línea microstrip	37
3.4. Campo eléctrico en una línea microstrip	38
3.5. Distribución de corrientes en una línea microstrip	39
3.6. Parámetros S de una línea microstrip ($\epsilon_r = 3,3$, $t = 0,508$ mm , $w = 1,07$ mm)	39
3.7. Línea coplanar con tierra	40
3.8. Campo eléctrico en una línea Coplanar con tierra	41
3.9. Distribución de corrientes en una línea Coplanar con tierra	41
3.10. Parámetros S línea Coplanar con tierra	42
3.11. Línea coplanar tapada	42
3.12. Campo eléctrico en una línea Coplanar tapada	43
3.13. Distribución de corrientes en una línea Coplanar tapada	43
3.14. Parámetros S de línea Coplanar tapada	44
3.15. Estructura de una línea coaxial cuadrada	44
3.16. Modos coaxial del cuadrado (línea continua), modos del coaxial circular (Línea discontinua)	45
3.17. Descomposición en partes de una línea coaxial cuadrada	45
3.18. Sustrato multicapa conseguido con el soldado de PCBs (Conglomerado)	47
3.19. Capas ESICL	48
3.20. Capas ESICL	48
3.21. Vector campo eléctrico en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line	48
3.22. Distribución de campo magnético en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line	49
3.23. Distribución de corrientes en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line	49
3.24. Parámetros S de línea Empty Substrate Integrated Coaxial Line	50
3.25. Esquema de niveles de posición y orientación en: (a) Sólidos, (b) Cristales Líquidos y (c) Líquidos	52
3.26. Permitividad eléctrica del cristal líquido en función de su orientación	53

3.27. Orientación y posición de moléculas en cristales líquidos termotrópicos según su fase: (a) Nematic phase, (b) Smectic phase	54
3.28. Estructura típica de los cristales conocidos como: calamitic liquid crystals	54
3.29. Polarización de una molécula aislada de cristal líquido	55
3.30. Polarización de las moléculas de cristal líquido	55
4.1. Proceso de diseño	59
4.2. Secciones de los elementos de transición: (a) Coplanar, (b) Caplanar tapada, (c) transición y (d) ESICL.	61
4.3. Perspectiva de transición	62
4.4. ESICL con su capa 1 resaltada	62
4.5. Perspectiva de transición con detalle en capa 2	63
4.6. Perspectiva de transición con detalle en capa 3	63
4.7. Perspectiva de transición con detalle en capa 4	64
4.8. Caras TOP y BOTTOM de la capa 3	65
4.9. Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 2	66
4.10. Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 3	67
4.11. Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 4	67
4.12. Caras TOP y BOTTOM de la capa 2	68
4.13. Caras TOP y BOTTOM de la capa 4	69
4.14. Campo eléctrico propagándose por la transición	69
4.15. Extensión de puerto en línea microstrip en CST	70
4.16. Extensión de puerto en líneas coplanares en CST	71
5.1. Ejes de movimiento relativo de una fresadora estandar	73
5.2. Corte de PCB	73
5.3. Fresado cilíndrico	74
5.4. Fresado cónico	74
5.5. Técnica de aislamiento + borrado	74
5.6. Agujereado de PCB	75
5.7. Clasificación de fresas LPKF	76
5.8. Fresas LPKF	76
5.9. Resultado de la metalización de un agujero pasante en función de la corriente.	79
5.10. Profile de temperatura para soldadura de capas.	81
5.11. Componentes CST para exportación a GERBER.	83
5.12. Definición de borrado en CST para posterior exportación a GERBER.	84
6.1. ESICL con un soldado (en rojo) perfecto	88
6.2. ESICL con espaciado entre capas causado por residuos o rebabas (en naranja)	89
7.1. Impedancia característica de línea ESICL en función del ancho de su conductor interno	93
7.2. Impedancia característica de línea ESICL en función del GAP vertical	93
7.3. Campo eléctrico en una línea ESICL en función del GAP_v	94
7.4. Parámetros S de la línea ESICLv1	95
7.5. Parámetros S de la línea ESICLv2	96
7.6. Parámetros S de la línea ESICLv3	97
7.7. Parámetros S de la línea ESICLv4	98
7.8. Parámetros S de la línea ESICLv5	98
7.9. Comparación entre el modelo simulado y el modelo o ecuación matemática de impedancia característica de una línea ESICL	99

7.10. Nuevo modelado de ESICL teniendo en cuenta el espesor de la capa de soldadura	99
7.11. Anchura del conductor interior de los diseños de ESICL en el modelo sin soldadura y con soldadura.	100
7.12. Impedancia característica de la línea ESICL en el primer diseño en el rango de frecuencias de interés	102
7.13. Parámetros S de la línea ESICL en el primer diseño en el rango de frecuencias de interés	102
7.14. Constantes de propagación de los dos primeros modos de la línea ESICL en el primer diseño	103
7.15. Impedancia característica de línea copanar con tierra CPWG del diseño 1	104
7.16. Parámetros S de línea coplanar con tierra CPWG del diseño 1	104
7.17. Estudio modal de línea copanar con tierra CPWG del diseño 1	105
7.18. Parámetros S de línea copanar con tierra CPWG tapada del diseño 1	106
7.19. Estudio modal de línea copanar con tierra CPWG tapada del diseño 1	106
7.20. Parámetros S de ambas líneas coplanares del diseño 1 interconectadas	107
7.21. Modelo simplificado de transición	107
7.22. Parámetros S del diseño 1v1 simplificado	108
7.23. Modelo realista del diseño 1, capa 2. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior	109
7.24. Modelo realista del diseño 1, capa 3. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior	110
7.25. Modelo realista del diseño 1, capa 4. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior	111
7.26. Parámetros S del diseño 1 en su versión realista (1v2) no back to back	111
7.27. Parámetros S del diseño 1v3 a fabricar en su versión no back to back	112
7.28. Parámetros S del diseño 1v3 a fabricar en su versión back to back	112
7.29. Esquema de fabricación de la capa 2	113
7.30. Esquema y fragmento de estructura gerber del proceso de fresado corte con esquemático de metalización	114
7.31. Esquema de fabricación de la capa 3 en su cara top	114
7.32. Esquema de corte de la capa 3 sobre su cara top	115
7.33. Esquema de fabricación de la capa 4 en su cara top	116
7.34. Esquema de corte de la capa 4 sobre su cara top	116
7.35. Capas 5 y 4 terminadas mostrando su cara inferior o cara bottom	117
7.36. Capas 3 en serie sobre sustrato, mostrando su cara superior o cara top	117
7.37. Capas 3 con activo roto mostrando su cara superior o cara top	118
7.38. Capas 3 en mejor estado, posteriormente utilizada para el dispositivo final	118
7.39. Capas 3 en cara inferior centrada en su aislamiento	119
7.40. Capas 1 y 2 terminadas mostrando su cara inferior o cara bottom	119
7.41. Capas 1 y 2 terminadas mostrando su cara superior o cara top	120
7.42. Capas 5 y 4 soldadas	120
7.43. Capas 5, 4 y 3 soldadas	120
7.44. Diseño 1 completo y soldado	121
7.45. Parámetros S del diseño 1v3 fabricado	121
7.46. Parámetros S del diseño 1v3 fabricado	122
7.47. Parámetros S de la línea ESICL del segundo diseño	123
7.48. Impedancia característica de línea copanar con tierra CPWG del diseño 2	124
7.49. Parámetros S de línea copanar con tierra CPWG del diseño 2	124
7.50. Estudio modal de línea copanar con tierra CPWG del diseño 2	125
7.51. Parámetros S de línea copanar con tierra CPWG tapada del diseño 2	126

7.52. Estudio modal de línea copanar con tierra CPWG tapada del diseño 2 . . .	126
7.53. Resultado de las variables cuyos límites han sido redefinidos en el diseño 2 .	127
7.54. Parámetros S del diseño 2v1 simulado	128
7.55. Parámetros S del diseño 2v2 simulado	128
7.56. Parámetros S del diseño 2v1 back to back simulado	129
7.57. Esquema de fabricación de la capa 3 en el diseño 2v1	130
7.58. Residuo por falta de superposición en los cortes sobre la capa 4	131
7.59. Resultado de fabricación de todas las capas del diseño 2v1	131
7.60. Resultados de diseño 2v1 con soldadura positiva a capas	132
7.61. Resultados de transmisión diseño 2v1 con soldadura positiva a capas	132
7.62. Resultados de reflexión diseño 2v1 con soldadura positiva a capas	133
7.63. Resultados del diseño 2v1 con soldadura absoluta y negativa	133
7.64. Resultados del diseño 2v1 sin soldadura	134
7.65. Resultados de reflexión del diseño 2v1 sin soldadura comparado con el mo- delo de simulación	134
7.66. Resultados de reflexión del diseño 2v1 absoluto positivo junto al diseño por capas positivo	135
7.67. Parámetros S CPWG de 50 Ω del diseño 3va	136
7.68. Parámetros S CPWG tapada de 50 Ω del diseño 3va	137
7.69. Adaptación de impedancias en fase CPWG tapada de 50 a 40 Ω	137
7.70. Parámetros S de la línea ESICL del diseño 3 LC.	138
7.71. Parámetros S de la línea CPWG del diseño 3 LC.	139
7.72. Parámetros S de la línea CPWG tapada del diseño 3 LC.	139
7.73. Parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back.	140
7.74. Parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back.	140
7.75. Estudio de volatilidad de los parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back en función de la permitividad relativa del cristal líquido. . . .	141

Índice de Tablas

1.1. Frecuencias asignadas a bandas ICM junto al ancho de banda objetivo de la transición	13
1.2. Presupuesto de personal	18
1.3. Presupuesto total	18
2.1. Clasificación de ecuaciones en derivadas parciales	23
3.1. Espesor de metalizados de fábrica	56
3.2. Permitividad relativa RO4000 y TMM	57
3.3. Permitividad relativa RT/Duroid	57
5.1. Especificaciones técnicas de LPKF ProtoMat s103	75
5.2. Diámetro variable de fresa Universal Cutter	77
5.3. Diámetro variable de fresa Micro Cutter	77
5.4. Diámetro de fresas End Mill (Longitud 36 mm)	77
5.5. Diámetro de fresas End Mill (RF)	77
5.6. Diámetro de fresas End Mill (Longitud 38 mm)	77
5.7. Diámetro de fresas Contour router	78
6.1. Resultados experimentales de la respuesta del cristal líquido variando espesores y tensiones	88
6.2. Dimensiones mínimas de operación en el proceso de fresado	89
7.1. Selección de sustratos para el primer diseño de ESICL	92
7.2. Dimensiones ESICL v1	94
7.3. Dimensiones ESICL v2	95
7.4. Dimensiones ESICL v3	96
7.5. Dimensiones ESICL v4	97
7.6. Dimensiones ESICL v4	98
7.7. Parámetros de ESICL calculados matemáticamente	101
7.8. Parámetros de ESICL optimizados	101
7.9. Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 1103	
7.10. Dimensiones físicas para la línea coplanar del diseño 1 tras una optimización	104
7.11. Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 1 tras optimización	105
7.12. Dimensiones físicas de la transición	112
7.13. Dimensiones de ESICL	123
7.14. Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 2123	
7.15. Dimensiones físicas para la línea coplanar del diseño 2 tras una optimización	123
7.16. Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 2 tras optimización	125
7.17. Cambios de parámetros críticos para una correcta fabricación	127
7.18. Parámetros de la transición del diseño 2	127
7.19. Alturas comerciales del sustrato RO4360G2	135

7.20. Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 3va	136
7.21. Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar tapada del diseño 3va	137
7.22. Dimensiones físicas de la línea coplanar del diseño 3 LC	138
7.23. Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 3 LC tras optimización	139
7.24. Dimensiones de la transición del diseño 3v1	140
7.25. Dimensiones de la transición del diseño 3v1	140

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

El objetivo general de este proyecto consiste en el estudio y diseño de transiciones hacia estructuras Empty Substrate Integrated Coaxial Line ¹, un coaxial cuadrado implementado sobre PCBs con herramientas de fabricación sobre sustrato plano, para su posterior llenado con cristal líquido.

El origen de este proyecto surge del desarrollo natural de unas líneas de investigación ya iniciadas en el Grupo de Aplicaciones de Microondas (GAM) adscrito al Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (ITEAM) de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV). Dentro del grupo, los trabajos realizados por Angel Belenguer, Alejandro L. Borja, Héctor Esteban González y Vicente E. Boria en torno a la estructura de guiado ESICL [1] permiten dar un paso importante en su uso comercial.

Este proyecto pretende allanar el camino para el uso de las propiedades anisótropas del cristal líquido en dicha estructura (ESICL), un material de nuevo uso a frecuencias de microondas con el que se podría implementar dispositivos de respuesta variable; como los analizados en los proyectos finales de carrera de Juan Rafael Sánchez Marín [2] y María T. Juliá Morte [3], donde se caracterizan métodos para el diseño y análisis de filtros reconfigurables sobre tecnología ESIW rellena de cristal líquido.

1.2. Estado del arte

Los actuales sistemas de radiocomunicación se enfrentan a la progresiva saturación del espectro electromagnético con unos canales cada vez más congestionados y ruidosos, a la vez que se aumentan las velocidades de transmisión con el uso de constelaciones cada vez más densas. Estas condiciones fuerzan a aumentar la exigencia de unos diseños cada vez más adaptados a condiciones particulares, por lo que el dinamismo de los dispositivos puede ayudar adaptando las especificaciones del sistema a las más idóneas en cada momento, al igual que en el mundo animal, la supervivencia pasa necesariamente por la adaptación al entorno.

Esta presión del mercado obliga a la mejora continua de sistemas y dispositivos, ha pasado mucho tiempo desde los primeros elementos de respuesta paramétrico sobre tecnología de guía de onda clásica, donde el movimiento mecánico de estructuras o la introducción de postes resonantes permitían obtener respuestas variables. Desde entonces se han invertido muchos recursos en la obtención de nuevas tecnologías: materiales anisótropos, sistemas electromecánicos de radiofrecuencia, diodos o transistores de RF ...

Una de estas nuevas tecnologías surgió de las primeras creaciones de dispositivos de

¹A partir de ahora nombrada como ESICL

microondas no recíprocos con el uso de ferrita u otros materiales anisótropos, aprovechando que la respuesta del campo electromagnético variará en función de la dirección de propagación. Gracias a esta propiedad se diseñaron aisladores, rotadores, circuladores ... Pero llegados a cierto punto se empezó a modificar la misma propiedad de estos materiales mediante la aplicación de un campo eléctrico estático. Gracias a este actuador se podía cambiar la dirección de los aisladores y circuladores, creando así los primeros interruptores y conmutadores e incluso rotadores de polarización. Pero estos materiales se encontraron con un gran problema: la baja aplicación de sus medios guiados, la introducción de estos materiales en líneas de transmisión planares era muy difícil y aunque su aplicación sobre guías de onda clásicas es relativamente sencilla su bajo uso lastra sus beneficios.

Mientras se desarrollaban estos sistemas, los diseñadores se encontraban luchando por elevar la frecuencia central de trabajo de los diodos y transistores. Aunque su principal objetivo era la obtención de amplificadores con menor ruido o mayor ganancia, posteriormente se empezó a pensar en su uso como interruptores, conmutadores o incluso cargas variables. Estos sistemas se adaptaron rápidamente al mercado ya que, procediendo de la electrónica digital, permiten una fácil incorporación en líneas de transmisión planares proporcionando unas respuestas de pérdidas de inserción y aislamiento de en torno a 0.05 dB y 12 dB respectivamente.

Lo último en obtención de respuesta dinámica son los sistemas microelectromecánicos de radiofrecuencia o Radio Frequency Microelectromechanical Systems (RFMEMS) [4] que haciendo uso del movimiento mecánico de ciertas partes microscópicas del dispositivo consiguen cambios en ciertos parámetros. Un ejemplo de estos dispositivos es el conmutador y la inductancia variable que se puede observar en la imagen 1.1, en estos dispositivos el cambio en el espaciado entre metales permite variar la conductividad del circuito o la autoinductancia del elemento, consiguiendo dispositivos paramétricos. Los actuadores que provocan ese movimiento pueden ser: térmicos (la dilatación de un material), mecánicos (la presión o movimiento producido por un rotor) o electrostáticos (fuerza electrostática provocada por un campo electromagnético).

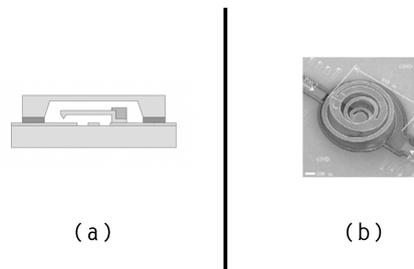


Figura 1.1: RF MEMS: (a) esquema de interruptor, (b) imagen de inductancia variable

Estos dispositivos presentan un gran inconveniente: su vida útil, el movimiento mecánico de pequeñas piezas, a veces incluso microscópicas, las degrada y mucho, la vida útil de estos dispositivos no se suele medir en años, sino en número de actuaciones. Este inconveniente está frenando su aplicación en sistemas reales aunque su reducido tamaño empieza a impulsar su uso en dispositivos de usuario de altas prestaciones.

Con estas tecnologías los diseños dejaron de ser fijos, pero siguieron sin cumplirse las especificaciones impuestas por un mercado en continua evolución, el futuro de las aplicaciones en el sector de las microondas y las ondas milimétricas está inevitablemente ligado a su precio de manufacturación y miniaturización. No es extraño que ideas fantásticas se vean ensombrecidas por su coste final, sólo tenemos que echar un ojo atrás en la historia.

El desarrollo de guías de onda fue uno de los primeros hitos que marcaron el camino de la ingeniería de microondas, aún hoy siguen siendo el método de guiado más eficiente, presentan pocas pérdidas, permiten el manejo de altas potencias y confinan el campo del

exterior (alto aislamiento). Pero su volumen, la difícil disposición de elementos concentrados, así como su cara fabricación en masa suponía un auténtico quebradero de cabeza que oscureció sus características, limitando su aplicación a aquellos sectores donde no cabe otra posibilidad, como en el sector espacial, o para el mero transporte de señal en aquellos casos donde la potencia sea muy elevada.

Por otro lado, las líneas de transmisión planares, con una pérdidas mayores y un bajo confinamiento, consiguieron hacerse con la mayoría del mercado gracias a su bajo coste de manufacturación en masa, la simplicidad con la que se pueden incluir elementos concentrados en su estructura y el reducido tamaño de los dispositivos implementados haciendo que en la actualidad la mayoría de dispositivos activos o pasivos se implementen sobre estructuras planares.

Existe otra tecnología de guiado que podría clasificarse a medio camino entre las dos anteriores, el cable coaxial. Dicho cable está formado por dos conductores circulares separados por un dieléctrico, compartiendo características de ambas tecnologías, su producción es muy barato y confina perfectamente el campo eléctrico. Sin embargo, la dificultad de diseñar circuitos con elementos concentrados ha limitado su uso al mero transporte de señal.

Debido a las presiones del sector por conseguir dispositivos de reducido tamaño y estrictas especificaciones, se ha intentado simplificar y abaratar la fabricación de las guías de onda. Los últimos avances en este sentido se orientan hacia estructuras híbridas (tecnologías planares + guías de onda), gracias a un nuevo concepto de implementación de circuitos de alta frecuencia denominados: Substrate Integrated Circuits (SICs) [5]. Los SICs son guías de onda implementadas única y exclusivamente con los materiales y herramientas típicas de la producción masiva de líneas de transmisión planares, es decir: PCBs planas, fotolitografía, fresado ...

Estos SICs han presentado numerosas ventajas en el ámbito de las microondas ya que permiten manipular niveles de potencia considerables y presentan bajas pérdidas, lo que unido a su fácil fabricación y bajo coste de producción en masa han hecho de ésta, una arquitectura con mucho éxito comercial en el mercado actual de las telecomunicaciones.

Una de las primeras implementaciones de guía de onda en esta tecnología es la Substrate Integrated Waveguide (SIW) [6], una guía de onda rectangular implementada sobre una oblea de sustrato convencional. Esta implementación hace uso de las metalizaciones superiores e inferiores para conformar dos de las cuatro paredes y de dos filas de vías para conformar las otras dos. Esta simpleza abarata enormemente la producción.

Su fabricación es sumamente sencilla, solo es necesario el agujereado y metalizado de las vías y mediante una pequeña transición se puede pasar de esta tecnología a otra línea planar convencional como una línea microstrip implementada sobre el mismo sustrato.

Siguiendo esta idea se han estudiado métodos de implementación de cables coaxiales en estructuras parecidas a las guías de onda y ,sobre todo, en estructuras planares (SICs) donde han obtenido muy buenos resultados. Es el caso de la Substrate Integrated Coaxial Line (SICL) o la Empty Substrate Integrated Coaxial Line (ESICL) [1], con las cuales se han conseguido pérdidas considerablemente menores a otras implementaciones SICs, llegando incluso a obtener diferencias de más de un orden de magnitud. Aunque su proceso de fabricación es más complejo que el de otras implementaciones de líneas SICs, su precio de manufacturación no es excesivo, erigiéndose como una gran tecnología para el sector espacial de las telecomunicaciones.

El objetivo de este proyecto pretende satisfacer estas peticiones del mercado mediante la aplicación de cristal líquido, un material cuya permitividad puede variar con la aplicación de un campo eléctrico en estructuras ESICL. Este material permitirá la creación de dispositivos paramétricos en la nueva tecnología de guiado ESICL descrita anteriormente. De esta forma se podrá introducir una nueva familia de dispositivos de respuesta variable,

tamaño relativamente pequeño y altas especificaciones.

1.3. Alcance

1.3.1. Alcance definido por el cliente

En este caso el grupo de aplicaciones de microondas requiere una nueva transición para la adaptación de la nueva tecnología de guiado ESICL rellena de cristal líquido a una guía de onda planar que permita una fácil adaptación de conectores y componentes. Su objetivo es comprobar la viabilidad de esa nueva estructura rellena de cristal líquido.

1.3.2. Alcance del proyecto

El proyecto ha de dar los primeros pasos hacia una serie de dispositivos totalmente paramétricos usando cristal líquido, un material de novedoso uso a frecuencias de microondas, sobre guías ESICL.

Para permitir la futura implementación de dispositivos se ha de diseñar una transición de banda ancha que abarque las primeras bandas de frecuencias libres de uso industrial, científico o médico, bandas ICM, abarcando desde ICM1 a ICM6 e intentando alcanzar en la manera de lo posible ICM7.

Nomenclatura	Frecuencia	Ancho de banda Elegido
ICM1	13,553-13,567 MHz	10MHz - 25GHz
ICM2	26,957-27-283 MHz	
ICM3	40,66-40,7 MHz	
ICM4	433,05-434,79 MHz	
ICM5	2400-2500 MHz	
ICM6	5725-5875 MHz	
ICM7	24-24,25 GHz	

Tabla 1.1: Frecuencias asignadas a bandas ICM junto al ancho de banda objetivo de la transición

El grupo de investigación pretende implementar dispositivos de respuesta dinámica haciendo uso de cristal líquido sobre la estructura de guiado ESICL, por lo que se tendrá que diseñar una transición entre esta guía rellena de cristal líquido y una línea de transmisión planar que permita su medida. Como segundo objetivo se propone el análisis de la viabilidad de esta nueva estructura mediante un extenso análisis teórico de las propiedades y técnicas de fabricación necesarias para una futura fabricación de este diseño en futuros proyectos.

1.3.3. Análisis de recursos

Para alcanzar los objetivos finales del proyecto se cuenta con dos grandes profesionales que actuarán como tutores para guiarme e ilustrarme a lo largo del proyecto, tanto en la fase teórica como en la fase práctica.

Para el modelado, diseño y análisis electromagnético de la transición y los dispositivos cuento con un servidor online con dos softwares de simulación distintos ANSYS HFSS y CST.

Para la fabricación de los diseños cuento con una fresadora mecánica y una metalizadora por electro-galvanizado de la marca LPKF y la posibilidad de fabricar con una fresadora láser de la misma marca emplazada en la Escuela de Ingeniería de la UCLM en Cuenca,

ya que actualmente se encuentran en colaboración activa con el Grupo de Aplicaciones de Microondas de la UPV en Valencia.

Para el uso, estudio y asesoramiento en torno al cristal líquido se cuenta con la colaboración del Departamento de Física de la Materia Condensada (DFMC) y el Instituto de Ciencia de Materiales de Aragón (ICMA).

1.3.4. Objetivos de alto nivel

Para la consecución del objetivo final, el proyecto se ha dividido en dos subproyectos relacionadas cuya finalización desembocará en una correcta consecución del objetivo principal: la verificación del correcto diseño de dispositivos en ESICL rellenos de cristal líquido a través de una transición a estructura de guiado planar totalmente fabricable.

1. **ESICL en vacío:** aunque el objetivo final se centra en el uso de la guía de onda LC-SICL o ESICL rellena de cristal líquido, el diseño, fabricación y análisis de diseños en vacío permitirá al equipo de trabajo familiarizarse con el software de simulación, las estructuras, el proceso de fabricación y los materiales. Esta familiarización permitirá el correcto análisis de las transiciones, con el objetivo de facilitar el posterior diseño de una transición a ESICL rellena de cristal líquido, estos diseños contarán con las limitaciones impuestas por este material, aunque en realidad no lo contengan.
2. **LC-SICL:** tras las mejoras realizadas en la primera parte del proyecto, el equipo de trabajo estará totalmente preparado para el diseño de una transición entre una línea de transmisión planar y una guía LC-SICL². Esta fase del proyecto necesita de un extenso estudio de fabricación con la intención de asegurar la viabilidad de esta estructura para su posterior fabricación en futuros proyectos

1.3.5. Estructura de desglose de trabajo

1. Análisis teórico.
 - a) Teoría básica de electromagnetismo.
 - b) Estructuras Substrate Integrated Circuit (SIC).
 - c) ESICL.
 - d) Cristal líquido.
 - e) Líneas de transmisión planares.
 - f) Metodología de fabricación de circuitos impresos
2. Proceso de diseño.
 - a) Métodos de análisis numéricos aplicados a estudios de campos electromagnéticos.
 - b) Software de análisis electromagnético HFSS y CST.
 - c) Primeros diseños de estructuras aisladas.
 - d) Diseño y análisis de primer diseño (Diseño 1) de transición a ESICL vacía.
 - e) Corrección de primer diseño y rediseño de una segunda versión (Diseño 2).
 - f) Diseño y análisis de una tercera transición, esta vez a ESICL llena de cristal líquido (Diseño 3).

3. Proceso de fabricación

²LC-SICL por sus siglas en inglés Liquid Crystal Substrate Integrated Coaxial Line

- a) Documentación sobre el proceso de fabricación.
- b) Fabricación del Diseño 1.
- c) Fabricación del Diseño 2.

4. Análisis

- a) Análisis y estudio de viabilidad del diseño 1.
- b) Análisis y estudio de viabilidad del diseño 2.
- c) Análisis de viabilidad del diseño 3.

5. Redacción de memoria y entregables.

1.3.6. Fichas de actividades

1.a Teoría básica de electromagnetismo comprende el estudio básico del electromagnetismo que será necesario para comprender ciertos procesos como: el aislamiento, las corrientes eléctricas, el rango monomodo ...

1.b Estructuras Substrate Integrated Circuit (SIC) comprende el estudio de las estructuras más típicas de esta tecnología: SIW, ESIW, ESICL. Se tiene que realizar especial hincapié en el proceso de fabricación

1.c ESICL: se ha de realizar un estudio intensivo tanto teórico como práctico de esta estructura y la transición típica. Es importante el estudio de puntos débiles y posibles refuerzos.

1.d Líneas de transmisión planares: estudio teórico y práctico de las principales líneas de transmisión planares que será necesario para su posterior diseño.

La consecución de las tareas anteriores conformarán el primer **hito** del proyecto que denominaremos *hito teórico* ya que, con estos conocimientos podremos comenzar con el proceso de estudio de análisis numéricos y comparación de software de simulación.

1.e Cristal líquido: estudio de las principales características de este material, implicará viajes a diferentes universidades para la discusión de limitantes y obstáculos de su posible implementación.

1.f Metodología de fabricación de circuitos impresos: estudio de las técnicas de fabricación sobre PCBs típicas.

2.a Análisis numérico: estudio teórico de aquellos métodos de análisis numérico disponibles para el análisis de circuitos de alta frecuencia en los softwares comerciales CST y HFSS. El estudio se centrará en el análisis de los casos particulares donde se usa cada uno, con el objetivo de seleccionar un método adecuado para la simulación del diseño.

2.b HFSS vs CST: tras el estudio teórico de sus métodos numéricos se realizarán sendos diseños y simulaciones con ambas plataformas software comerciales para la elección final. Esta selección se ha de realizar durante el primer cuatrimestre del curso, permitiendo empezar el periodo de trabajo con una apuesta en claro orientada a un solo software.

Primeros diseños de estructuras aisladas.

2.c Primeros diseños de estructuras aisladas: en este apartado se empezará el proceso de familiarización con el software de análisis electromagnético mediante el diseño y análisis de estructuras de forma aislada: ESICL, microstrip, coplanar ...

La consecución de las tareas anteriores conforman un **hito** que denominaremos *hito de diseño* ya que marca el inicio del diseño.

2.d Diseño 1: diseño de una transición de coplanar a ESICL vacía, pero considerando las limitaciones que impondrá el cristal líquido, es decir, si el cristal líquido necesita de un volumen pequeño para ahorrar material, se intentará diseñar una ESICL cuyo espacio vacío sea el menor posible. El objetivo de este diseño es comprobar el correcto funcionamiento de la tecnología de guiado con las futuras limitaciones impuestas por el cristal líquido, así como analizar los posibles cambios en los sucesivos diseños.

2.e Diseño 2: tras la fabricación y medida del diseño 1 se podrá analizar el resultado y analizar las razones que provocan la desviación de los resultados medidos con respecto a los simulados. Tras este estudio se podrá rediseñar el dispositivo o modificar el proceso de fabricación para, con suerte, conseguir un segundo diseño funcional.

2.f Diseño 3: tras la familiarización con el proceso de diseño y las técnicas de fabricación, el equipo se encontrará preparado para el diseño de una estructura realista rellena de cristal líquido.

La culminación de cada diseño implicará un **hito** en sí mismo, de esta manera se podrá mantener un control sobre el desarrollo del proyecto.

3 Proceso de fabricación: durante el proceso de fabricación se fresará, metalizará y ensamblarán o soldarán los elementos necesarios para la obtención de un modelo medible de cada diseño. Es importante realizar un análisis de fases a mejorar tanto en el diseño como en el proceso de fabricación. Éstos incluirán cambios tanto en la estructura como en los procesos y ayudará a definir los futuros procesos de fabricación con cristal líquido.

4 Análisis: el proceso de análisis engloba el estudio de los diseños, la fabricación y sobre todo el proceso de medida de los dispositivos creados mediante un analizador de redes. Se deben analizar los puntos débiles de cada fase para su correcta mejora.

La fabricación y análisis de cada diseño supondrá un **hito** con el que se reportarán los resultados y análisis convenientes al grupo de investigación.

5 Redacción: paralelo a todo el proceso se realiza un ejercicio de redacción de esta misma memoria y los sucesivos entregables necesarios para informar al grupo de investigación del curso del proyecto.

La culminación de esta memoria de trabajo final de máster implica el hito de culminación del proyecto con el que se redactarán las lecciones aprendidas

1.3.7. Secuenciación de actividades

En el diagrama de Gantt mostrado en la figura 1.2 se puede observar la duración temporal de las actividades así como sus dependencias, donde es fácil de identificar el camino crítico a pesar de no estar resaltado. Aunque se empezó en noviembre, durante el período de noviembre a principios de marzo me encontraba realizando prácticas en empresa de miércoles a viernes a jornada completa, por lo que se decidió empezar antes

del plazo asignado a los trabajos finales de máster a fin de conseguir un empleo de horas equivalentes.

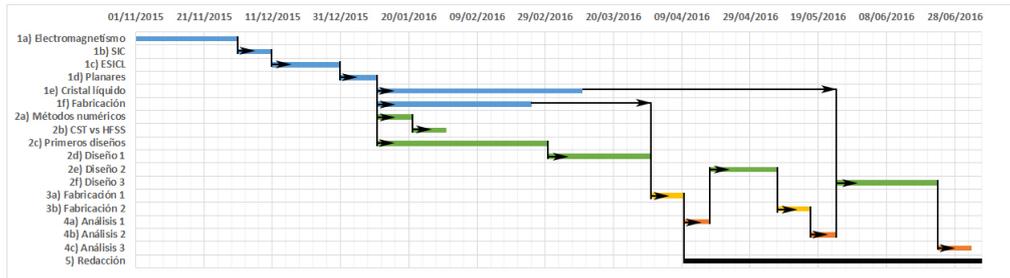


Figura 1.2: Diagrama de Gantt.

Con esta planificación temporal se puede predecir la distribución de hitos de la figura 1.3. El control de estos hitos es realmente importante para el cumplimiento de los plazos temporales.



Figura 1.3: Distribución temporal de hitos.

1.3.8. Estudio económico

Como complemento del proyecto se realizó un estudio económico anterior al proceso de fabricación por lo que los gastos de material y el número de horas tuvieron que ser estimados en función de presupuestos anteriores y acorde a la planificación temporal.

El gasto de personal se puede observar en la tabla 1.2 donde se muestran las horas en la segunda columna y el coste total en la tercera, donde se ha fijado un coste³ de ingeniero superior de 20 €/hora, un coste de ayudante de coordinación de 70 €/hora y un coste de director de proyecto de 100 €/hora, durante el desarrollo del proyecto se contó con el apoyo de dos *senior consultants* a los que se les han asignado gastos por servicio y no por horas.

³En este apartado se hace referencia a coste y no a sueldo porque representa el coste por hora que este empleado le supone a la empresa, incluyendo: impuestos, seguridad social...

Ingeniero superior		
Estudio teórico	350	7000 €
Diseño 1	190	3800 €
Diseño 2	160	3200 €
Diseño 3	160	3200 €
TOTAL		17200 €
Ayudante de coordinación		
Estudio teórico	100	6000 €
Diseño 1	80	4800 €
Diseño 2	60	3600 €
Diseño 3	40	2400 €
TOTAL		16800 €
Director de proyecto		
Estudio teórico	80	8000 €
Diseño 1	70	7000 €
Diseño 2	70	7000 €
Diseño 3	80	8000 €
TOTAL		30000 €
Seriors consultants		
Consultant 1		10000 €
Consultant 2		5000 €

Tabla 1.2: Presupuesto de personal

Tras este primer análisis se realizó un estudio de gastos donde se estimaron los costes que supondrían el alquiler de los equipos usados (si no dispusiésemos de ellos), unos costes indirectos en concepto de luz, agua y otro tipo de gastos del 7%, unos gastos de difícil justificación en concepto de posibles viajes y regalos del 5% y un fondo de contingencias del 10% para cubrir los posibles problemas que puedan surgir.

Materiales	
Diseño 1	4000 <i>e</i>
Diseño 2	7000 <i>e</i>
Personal	
Estudio teórico	24750 <i>e</i>
Diseño 1	19350 <i>e</i>
Diseño 2	17550 <i>e</i>
Diseño 3	17350 <i>e</i>
Alquiler de herramientas	
Fresadora	5000 <i>e</i>
Metalizadora	2000 <i>e</i>
Horno soldadura	500 <i>e</i>
Servidor	1500 <i>e</i>
Gastos y contenciones	
Costes indirectos	6930 <i>e</i>
Gastos de difícil justificación	4746 <i>e</i>
Fondo de contingencias	10000 <i>e</i>
Total	110000 <i>e</i>

Tabla 1.3: Presupuesto total

Capítulo 2

Teoría

En este proyecto se aplican conocimientos básicos y avanzados de: electromagnetismo, redes de microondas, líneas de transmisión, física, química, análisis de materiales y prototipado. Intentaré introducir los conceptos básicos necesarios para la correcta comprensión de las tecnologías a usar: análisis de campos electromagnéticos, métodos de análisis numéricos y análisis de redes de microondas. Con todos estos conceptos no sólo quedará más claro el ámbito de este proyecto, sino que espero ayudar a futuros proyectistas que continúen con líneas de trabajo similares.

2.1. Electromagnetismo avanzado

En 1873 el físico británico James Clerk Maxwell agitó el mundo científico publicando un conjunto de ecuaciones que describían el campo dinámico eléctrico y magnético como uno solo, nace el estudio unificado del electromagnetismo. Este hecho precipita la aparición de nuevos estudios, teóricos y prácticos alrededor de este tema, provocando un aluvión de descubrimientos y aplicaciones sin los que no podríamos imaginar los actuales sistemas de telecomunicación. En este apartado se expondrán conceptos avanzados referentes a la electrodinámica clásica que se necesitarán para comprender conceptos de diseño posteriores como las ecuaciones de Maxwell [7], las condiciones de contorno, anisotropía electromagnética de materiales, etc.

2.1.1. Ecuaciones de Maxwell

La forma general de expresar las ecuaciones de Maxwell es la siguiente:

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = \frac{-\partial B}{\partial t} - \vec{M} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial D}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.4)$$

Estas ecuaciones representan la variación temporal de los campos vectoriales en función de las coordenadas espacial y la variable temporal t . La referencia de estas magnitudes a los parámetros físicos [7] son:

- \vec{E} es el campo eléctrico expresado en Voltios por metro [V/m].

- \vec{H} representa el campo magnético expresado en Amperios por metro [A/m].
- \vec{D} representa la densidad de flujo eléctrico, puede considerarse como el campo eléctrico en presencia de dieléctrico y se expresa en culombios por metro cuadrado [Coul/m²].
- B representa la densidad de flujo magnético y se expresa en Webwers por metro cuadrado [Wb/m²].
- \vec{M} representa una densidad de corriente magnética ficticia, ya que representa corrientes ficticias originadas por loops de corrientes eléctricas u otros tipos de dipolos magnéticos, siendo una representación matemática muy útil, expresada en voltios por metro cuadrado V/m².
- \vec{J} representa la densidad de corrientes eléctrica, expresada en amperios por metro cuadrado [A/m²].
- ρ representa la densidad volumétrica de carga eléctrica expresada en Coulombs por metro cúbico [C/m³].

Siendo las ecuaciones constitutivas del medio:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \mu \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (2.6)$$

Aplicando ciertas hipótesis como la presencia de medios isótropos, lineales y homogéneos, que implicaría ϵ y μ escalares y una región libre de fuentes $\vec{J} = 0$, $\rho = 0$, $\vec{M} = 0$. Llegamos a las siguientes ecuaciones.

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.7)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.8)$$

$$\nabla \times \vec{E} = \frac{-\partial B}{\partial t} \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.10)$$

Para resolver estas ecuaciones tendremos que desacoplarlas [8] a costa de aumentar el orden de la ecuación diferencial aplicando el rotacional a la ecuación 2.9 y 2.10 y aplicando la siguiente relación vectorial $\nabla \times (\nabla \times \vec{A}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$ que junto a las equivalencias 2.7 y 2.8 nos conducira a:

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\nabla \cdot \frac{-\partial B}{\partial t} = 0 \quad (2.11)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \mu \epsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = \nabla \cdot \frac{\partial D}{\partial t} = 0 \quad (2.12)$$

También supondremos una variación senoidal de los campos eléctrico y magnético en el eje temporal ($\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t}$ y $\vec{H} = \vec{H}_0 e^{j\omega t}$), esta suposición, aunque parezca extraño, no implica ninguna restricción ya que cualquier función puede expresarse en función de sumas

de armónicos tal y como demostró Fourier. De esta forma podemos obtener las ecuaciones de onda:

$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{E} = \nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} = 0 \quad (2.13)$$

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \varepsilon \vec{H} = \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} = 0 \quad (2.14)$$

Mientras que en condiciones de espacio abierto la onda puede propagarse en cualquier dirección del espacio, en medios guiados esta propagación se encuentra limitada en la dirección axial, eje z . Por tanto, para simplificar la resolución de estas ecuaciones de onda en medios guiados se puede hacer uso de una propiedad del operador ∇^2 [8] en coordenadas cilíndricas y cartesianas: podemos descomponerlo en suma de dos operadores: $\nabla^2 = \nabla_t^2 + \nabla_z^2$, donde una componente representa las componentes transversales y otra la componente longitudinal. De esta forma $\nabla^2 \vec{E}$ puede expresarse de la siguiente forma:

$$\nabla^2 \vec{E} = f_{(z)} \nabla_t^2 (\vec{E}_t) + \vec{E}_t \frac{\partial^2 f_{(z)}}{\partial z^2} + \hat{z} f_{(z)} \nabla_t^2 (E_z) + \hat{z} E_z \frac{\partial^2 f_{(z)}}{\partial z^2} \quad (2.15)$$

Podemos aplicar la relación anterior a la ecuación de onda y agrupar las componentes transversales y axiales a la vez que dividimos entre la función dependiente de la coordenada axial obtenemos:

$$\nabla_t^2 \vec{E}_t + \vec{E}_t \frac{1}{f_{(z)}} \frac{\partial^2 f_{(z)}}{\partial z^2} + K^2 \vec{E}_t = 0 \quad (2.16)$$

$$\nabla_t^2 E_z + E_z \frac{1}{f_{(z)}} \frac{\partial^2 f_{(z)}}{\partial z^2} + K^2 E_z = 0 \quad (2.17)$$

De la ecuación 2.17 podemos concluir que $\frac{1}{f_{(z)}} \frac{\partial^2 f_{(z)}}{\partial z^2} = \gamma^2$ suponiendo $f_{(z)} = e^{-\gamma z}$ con lo cual las ecuaciones de onda quedan de la siguiente forma, ya que se pueden aplicar las mismas relaciones en el campo magnético:

$$\nabla_t^2 E_z + (K^2 + \gamma^2) E_z = 0 \quad (2.18)$$

$$\nabla_t^2 \vec{E}_t + (K^2 + \gamma^2) \vec{E}_t = 0 \quad (2.19)$$

$$\nabla_t^2 H_z + (K^2 + \gamma^2) H_z = 0 \quad (2.20)$$

$$\nabla_t^2 \vec{H}_t + (K^2 + \gamma^2) \vec{H}_t = 0 \quad (2.21)$$

Puede parecer que se necesitan resolver las 4 ecuaciones por separado, pero jugando un poco con las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones de onda, con las suposiciones anteriores y la separación en componentes transversales y axiales, un proceso trivial pero tedioso, obtenemos una relación directa entre las componentes axiales y transversales:

$$\vec{H}_t = \frac{1}{K^2 + \gamma^2} [j\omega \varepsilon \nabla_t \times (E_z \hat{z}) - \gamma \nabla_t H_z] \quad (2.22)$$

$$\vec{E}_t = \frac{1}{K^2 + \gamma^2} [-j\omega \mu \nabla_t \times (H_z \hat{z}) - \gamma \nabla_t E_z] \quad (2.23)$$

Gracias a estas últimas ecuaciones bastará con resolver las ecuaciones de onda expresadas en la componente axial para obtener la solución de los campos electromagnéticos en la estructura estudiada.

2.1.2. Análisis de problemas de electromagnetismo

Como se ha podido observar, para la obtención de la solución de campos electromagnéticos, tanto en espacio abierto como en medios guiados, se han de resolver ecuaciones en derivadas parciales, el conocimiento de los tipos de ecuaciones en derivadas parciales [9], los tipos de condiciones de contorno y sus soluciones puede ayudar en la búsqueda de soluciones o por lo menos en la forma de afrontar el problema, en definitiva, hemos de conocer el tipo de problema al que nos enfrentamos. Los problemas de electromagnetismo presentan tres características generales:

- Región de análisis.
- Tipo de ecuación a resolver.
- Condiciones de contorno.

La región de análisis representa el conjunto del espacio en el que se ha de resolver el problema, este puede ser cerrado o abierto en función de las condiciones de contorno, tal y como se puede ver en la figura 2.1.

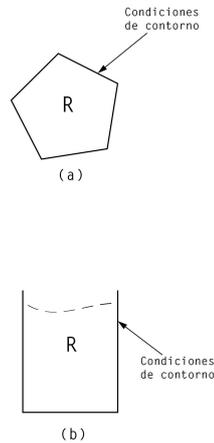


Figura 2.1: (a) región cerrada o finita, (b) región abierta o semi-infinita

Las ecuaciones de un problema de electromagnetismo pueden ser diferenciales, integrales o ambas, pero en general pueden describirse de la siguiente manera:

$$L\phi = g \tag{2.24}$$

Centrándonos en las ecuaciones diferencial el operador lineal de una ecuación diferencial de segundo orden , en general, presenta la siguiente forma en coordenadas cartesianas:

$$L = a \frac{\partial^2}{\partial x^2} + b \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} + c \frac{\partial^2}{\partial y^2} + d \frac{\partial}{\partial x} + e \frac{\partial}{\partial y} + f \tag{2.25}$$

Este tipo de ecuaciones pueden clasificarse como elípticas, hiperbólicas o parabólicas en función de sus coeficientes y por semejanza a las ecuaciones cuadráticas $ax^2 + bxy + cy^2 + dx + ey + f = 0$

Tabla 2.1: Clasificación de ecuaciones en derivadas parciales

Elíptica	$b^2 - 4ac < 0$
Hiperbólica	$b^2 - 4ac > 0$
Parabólica	$b^2 - 4ac = 0$

Las soluciones de forma elíptica están relacionadas con problemas de región cerrada, mientras que las ecuaciones de forma parabólica o hiperbólica lo están con problemas de región abierta, con esta sencilla relación podemos desechar soluciones en problemas que no correspondan con su formulación.

El problema consiste en resolver la función Φ de la ecuación diferencial, pero además de cumplir esta EDP, la función ha de satisfacer ciertos criterios en toda o parte de la curva de contorno C , estos criterios son conocidos como condiciones de contorno y en la mayoría de los casos suelen presentar una de estas tres formas:

- Dirichlet

$$\phi_{(C)} = p_{(C)} \tag{2.26}$$

- Neumann

$$\frac{\partial \Phi_{(C)}}{\partial n} = q_{(C)} \tag{2.27}$$

- Mixta

$$\frac{\partial \Phi_{(C)}}{\partial n} + h_{(C)} \phi_{(C)} = r_{(C)} \tag{2.28}$$

Con estos conocimientos de análisis matemático y ciertas herramientas como la separación de variables podremos analizar y resolver eficazmente los problemas de electromagnetismo.

2.1.3. Soluciones electromagnéticas

Las soluciones a las ecuaciones de onda en medios guiados se suelen dividir, aplicando el teorema de superposición, en tres soluciones independientes, cuya suma daría como resultado la solución completa de los campos eléctrico y magnético en nuestra estructura:

- Modos TE (Transversales Eléctricos $E_z = 0$).
- Modos TM (Transversales Magnéticos $H_z = 0$).
- Modos TEM (Transversales Electromagnéticos $E_z = 0$ y $H_z = 0$).

2.1.4. Modos TEM

En estos modos las componentes axiales de los campos tanto eléctrico como magnético son cero, si nos fijamos en las ecuaciones 2.22 y 2.23 se cumple directamente haciendo que las componentes transversales también sean cero, esta solución implica la inexistencia de campo, para impedirlo tenemos que forzar una indeterminación, obligando: $k^2 + \gamma^2 = 0$. De esta forma forzamos la existencia de campos transversales sin campos axiales.

$$\gamma = \pm jK = \pm j\omega \sqrt{\mu\varepsilon} \tag{2.29}$$

$$c_g = V_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \mu_o \varepsilon_r \varepsilon_o}} = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \tag{2.30}$$

Nos encontramos ante un modo no dispersivo, es decir, la velocidad de propagación, en principio, no depende de la frecuencia, aunque en realidad las permitividades de materiales reales variarán con ésta, por lo que esta afirmación solo es correcta en medios ideales.

La solución de onda progresiva de este modo tendría la siguiente forma, hay que recordar que estamos resolviendo las ecuaciones en condiciones de medio guiado, ya que en espacio libre la dirección de propagación no solo será en z, sino que tendrá componente en todas las direcciones del espacio:

$$\vec{E} = \vec{E}_{t(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} \quad (2.31)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_{t(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} \quad (2.32)$$

Para calcular estas componentes de campo, podemos resolver las ecuaciones de onda 2.19 y 2.21 aplicando las consideraciones del modo TEM ya explicadas o aplicar las leyes de Maxwell originales teniendo en cuenta una señal senoidal:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.33)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (2.34)$$

Que aplicándose de forma separada en la componente axial y transversal e igualando a cero todas aquellas operaciones que resulten en la dirección axial llegamos a las siguientes ecuaciones:

$$\nabla_t \times \vec{E}_t = 0 \quad (2.35)$$

$$\nabla_t \times \vec{E}_t = 0 \quad (2.36)$$

Ecuaciones exactamente iguales a las resueltas en problemas de campos estáticos, por lo que la componente transversal del campo eléctrico de los modos TEM podrá obtenerse a través del gradiente del potencial:

$$\vec{E}_t = -\nabla_t \Phi \quad (2.37)$$

Para resolver el potencial de la estructura se ha de aplicar la siguiente ecuación:

$$\nabla_t^2 \Phi = 0 \quad (2.38)$$

Obteniendo una ecuación para coordenadas cartesianas en derivadas parciales elíptica conocida como ecuación de Laplace:

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = 0 \quad (2.39)$$

Llegados a este punto hemos de saber que para la aparición de este modo la estructura tiene que estar formada por más de un conductor, de otra forma no podrá existir más de un potencial. Por otro lado las condiciones de contorno han de ser de la forma $\Phi = V$ siendo V el potencial **constante** existente a lo largo de la superficie de un conductor, de distinto valor para cada conductor.

Podemos resolver esta ecuación aplicando separación de variables, con este teorema suponemos que la función a obtener, $\phi_{(x,y)}$ se puede separar como producto de dos funciones dependientes de coordenadas ortogonales $\phi_{(x,y)} = X_{(x)} Y_{(y)}$.

$$YX'' + XY'' = 0 \quad (2.40)$$

Si dividimos la ecuación anterior entre XY podemos concluir que la única forma de que $X''/X = Y''/Y$ es que las dos partes de la igualdad sean una misma constante:

$$X'' - \lambda X = 0 \quad (2.41)$$

$$Y'' + \lambda Y = 0 \quad (2.42)$$

Para resolver una de estas dos ecuaciones podemos distinguir tres casos: $\lambda = 0$, $\lambda > 0$ y $\lambda < 0$, en cada uno de estos casos podremos obtener distintas soluciones:

- $\lambda = 0$

Solución: $X = ax + b$ aplicando las condiciones de contorno podremos obtener el valor de λ y posteriormente Y o descartar esta solución.

- $\lambda > 0$ donde podemos suponer $\lambda = a^2$

Solución: $X = be^{-ax} + ce^{ax} = d\text{senh}(ax) + j\text{cosh}(ax)$ aplicando las condiciones de contorno podemos obtener el valor de λ y posteriormente Y o descartar esta solución.

- $\lambda < 0$ donde podemos suponer $\lambda = -B^2$

Solución: $X = be^{(jB)} + ce^{(jB)} = d\text{sen}(Bx) + j\text{cos}(Bx)$ aplicando las condiciones de contorno podemos obtener el valor de λ y posteriormente Y o descartar esta solución.

Tras un tedioso proceso de cálculo podremos obtener la solución de los campos TEM en la estructura de estudio, que junto a la solución de los campos TE y TM conformarían la solución final de los campos.

2.1.5. Modos TE

En estos modos la componente axial del campo eléctrico es cero mientras que la del campo magnético no lo es. De esta forma, podemos expresar los campos del modo T.E. como:

$$\vec{H} = \vec{H}_{t(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} + H_{z(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} \quad (2.43)$$

$$\vec{E} = \vec{E}_t e^{-\gamma z} \quad (2.44)$$

La constante de propagación es función de $K^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ y K_c^2 cuyo valor dependerá del modo. Para calcular este valor se han de solucionar las ecuaciones de onda, primero se resuelven los campos en dirección axial, en este caso solo contamos con campo magnético axial por lo que se ha de resolver:

$$\nabla_t^2 H_z + K_c^2 H_z = 0 \quad (2.45)$$

Para la que se han de considerar las siguientes condiciones de contorno en función del tipo de pared que conforme la guía de onda en cada punto:

- Pared eléctrica: una pared de material conductor.

$$\frac{\partial H_z}{\partial n} = 0 \quad (2.46)$$

- Pared magnética: discontinuidad drástica de dieléctrico.

$$H_z = 0 \quad (2.47)$$

una vez resuelta la componente axial y aplicando 2.23 y 2.22 podemos obtener la componentes transversales de los campos:

$$\vec{E}_t = \frac{1}{K_c} \left(-j\omega\mu\nabla_t \times \vec{H}_z \right) \quad (2.48)$$

$$\vec{H}_t = \frac{1}{K_c} \left(-\gamma\nabla_t \vec{H}_z \right) \quad (2.49)$$

Cuando se resuelvan las ecuaciones aplicando las condiciones de contorno expuestas se obtendran infinitas soluciones que nos aportarán infinitos valores de K_c , denominados K_{cn} . Con lo cual se pueden obtener infinitos modos T.E. denominados $T.E._n$ con sus respectivas frecuencias de corte.

2.1.6. Modos TM

Considerando la existencia de componente axial solo en el campo eléctrico, definiríamos el modo T.M. de las siguiente forma:

$$\vec{E} = \vec{E}_{t(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} + E_z(t_1, t_2) e^{-\gamma z} \hat{z} \quad (2.50)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_{t(t_1, t_2)} e^{-\gamma z} \quad (2.51)$$

Como en el caso de los modos T.E. la constante de propagación es función de $K^2 = \omega^2\mu\varepsilon$ y K_c^2 cuyo valor dependerá del modo. Para calcular este valor se han de solucionar las ecuaciones de onda, primero se resuelven los campos en dirección axial, con en este caso solo contamos con campo eléctrico axial:

$$\nabla_t^2 E_z + K_c^2 E_z = 0 \quad (2.52)$$

Para la que se han de considerar las siguientes condiciones de contorno en función del tipo de pared que conforme la guía de onda en cada punto:

- Pared eléctrica: una pared de material conductor.

$$E_z = 0 \quad (2.53)$$

- Pared magnética: discontinuidad drástica de dieléctrico.

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \quad (2.54)$$

una vez resuelta la componente axial y aplicando 2.23 y 2.22 podemos obtener la componentes transversales de los campos:

$$\vec{E}_t = \frac{1}{K_c} \left(-\gamma\nabla_t E_z \right) \quad (2.55)$$

$$\vec{H}_t = \frac{1}{K_c} \left(-j\omega\mu\nabla_t \times \vec{E}_z \right) \quad (2.56)$$

Como en el caso de los modos T.E. la resolver las ecuaciones obtendremos infinitas soluciones por lo que tendremos una propagación de infinitos modos $T.M._n$ a partir de sus respectivas frecuencias de corte.

2.1.7. Frecuencia de corte

Como se ha podido observar, por una única estructura, no solo se propaga un modo, sino que existen infinitas soluciones modales de campos electromagnéticos que pueden propagarse a partir de cierta frecuencia. Es importante trabajar en un rango de frecuencias dentro de las cuales solo se propague un modo para evitar efectos indeseados, por lo que es importante definir y conocer las frecuencias a partir de las cuales se propagan las distintas soluciones modales y definir de esta forma el rango de trabajo.

Considerando las ecuaciones de onda 2.18, 2.19, 2.20 y 2.21; podemos definir una nueva variable: $K_c^2 = k^2 + \gamma^2$, observando la constante de propagación $\gamma = \sqrt{K_c^2 - k^2}$ podemos interpretarla para definir una frecuencia de corte [8] o frecuencia a partir de la cual se propagará cada modo y antes de la cual solo se atenuará:

- Si suponemos que el contenido de la raíz es negativo, para lo cual $K^2 > K_c^2$, la constante de propagación será imaginaria $\gamma = j\beta$ por lo que existirá propagación $e^{-j\beta z}$ ya que el campo no se atenúa en su progresión por z, estos modos serán considerados modos propagados.
- Por otro lado si suponemos un contenido de la raíz positivo, lo que implicaría $K^2 < K_c^2$, la constante de propagación sería real y no existiría propagación $e^{-\alpha z}$. Esta atenuación no es debida a las pérdidas del material o del conductor, ya que en este punto no se han contemplado, sino que supone un almacenamiento de energía. Estos modos serán considerados modos evanescentes.

Entendiendo los dos posibles casos para la constante de propagación podemos definir una frecuencia de corte, hasta la cual no existe propagación:

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (2.57)$$

2.2. Análisis de circuitos de microondas

Con la obtención de las soluciones modales del apartado anterior podemos analizar cualquier estructura imaginable, pero una vez analizada, diseñada y fabricada, ¿Cómo comprobaremos el correcto resultado? No podemos medir los campos del interior de la estructura sin alterarlos, ¿Podemos analizarlo como un circuito eléctrico cualquiera?.

Las microondas abarcan señales cuyas frecuencias se encuentren entre los 300 MHz y los 300 GHz, esto supone unas longitudes de onda ($\lambda = c/f$) situadas entre el centímetro y el milímetro, a estas frecuencias no se puede aplicar la teoría básica de circuitos, ya que trata los circuitos como la interconexión de componentes concentrados con corrientes y voltajes únicos, es evidente la dificultad de definir voltajes y corrientes únicas en soluciones de campo que no sean del tipo TEM como los modos TE o TM donde no existe una única definición de voltaje y corriente. Por otro lado la caracterización de corrientes y voltajes impone una condición de circuito abierto o cortocircuito en los puertos no medidos.

$$Z_{ij} = \left. \frac{U_i}{I_j} \right|_{I_k=0} \quad (2.58)$$

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{U_j} \right|_{U_k=0} \quad (2.59)$$

Estas condiciones no son posibles en redes de microondas ya que la implementación de un circuito abierto no es obvia, si dejamos una guía o línea de transmisión al aire se comportaría como una antena radiando potencia al exterior y aunque conseguir un

cortocircuito es más sencillo, éste podría poner en riesgo la integridad del dispositivo. Otro problema de este tipo de análisis es la definición de los puertos, dado el gran tamaño de los circuitos con respecto a la longitud de onda de las señales, obliga a definir unos planos de referencia que no representa otra cosa que una posición exacta donde se “atacará” al circuito, es decir, la posición exacta desde donde se miden los parámetros. A estas frecuencias el cambio o movimiento de esos planos de referencia implican grandes cambios en la fase de la señal, que se traducen en cambios en los parámetros de análisis de incómoda aplicación matemática en los parámetros de impedancia y admitancia.

Estas características hacen patente la necesidad de otro método de análisis cuyos parámetros proporcionen la información precisa y clara y cuyos métodos de medida sean implementables en la realidad. Los parámetros de dispersión o scattering [7] proporcionan una representación más acorde, están relacionados con la idea de incidencia y reflexión y proporcionan información útil para el diseño y análisis de redes y dispositivos de microondas que, por otro lado, pueden ser medidos fácilmente con un analizador de redes bajo condiciones reales.

Partiendo de una red de microondas donde se han definido planos de referencia específicos en todos sus accesos como los indicados anteriormente, se puede hacer uso de las amplitudes de onda propagada y reflejada de tensión, relacionada con la onda de intensidad a través de la admitancia del acceso i -ésimo Y_{0i} :

$$U_i = U_i^+ + U_i^- \quad (2.60)$$

$$I_i = Y_{0i}(U_i^+ - U_i^-) \quad (2.61)$$

Suponiendo una red de microondas de N accesos, con planos de referencia bien definidos, contaríamos con $2N$ variables si tenemos en cuenta las ondas de tensión U_i^+ y U_i^- siendo i el número del acceso. Para universalizar y facilitar el estudio de las redes se toman dos consideraciones:

1. Se consideran ondas positivas o propagadas aquellas que se introducen en la red y negativas o reflejadas aquellas que salen, tal y como ejempliza la figura 2.2.
2. Manejaremos valores normalizados de estas tensiones.

$$a = \frac{U^+}{\sqrt{(Z_{0i})}} \quad (2.62)$$

$$b = \frac{U^-}{\sqrt{(Z_{0i})}} \quad (2.63)$$

Siendo Z_{0i} la impedancia característica del puerto i -ésimo.

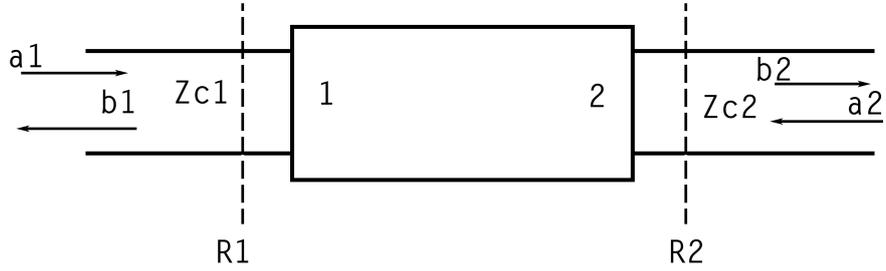


Figura 2.2: Red de microondas de dos accesos

Con estas consideraciones se pueden dejar claras las siguientes relaciones de potencia:

$$P^+ = \frac{1}{2}|a|^2 \quad (2.64)$$

$$P^- = \frac{1}{2}|b|^2 \quad (2.65)$$

$$P = P^+ - P^- = \frac{1}{2}(|a|^2 - |b|^2) \quad (2.66)$$

Se define una matriz de dispersión o parámetros S que relaciona las tensiones de entrada y salida normalizadas para cada puerto:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Resolviendo esta ecuación matricial se puede obtener fácilmente la dependencia de los parámetros S en función de las ondas \vec{a} y \vec{b} , pero para facilitar la medida y análisis real de componentes en laboratorio se les impone una condición, los puertos no implicados en la medida no pueden estar en abierto ni en cortocircuito por razones obvias, por lo que han de estar terminados, término utilizado para indicar la presencia de una carga adaptada en ese puerto en el mismo plano de referencia, de esta forma no existirá onda positiva en los puertos no medidos, tal y como se puede apreciar en la figura 2.3.

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_i} |_{a_k=0(k \neq i)} = \frac{V_j^-}{V_i^+} |_{V_k^+=0(k \neq i)} \quad (2.68)$$

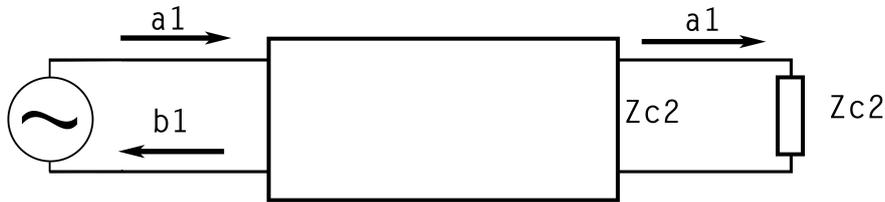


Figura 2.3: Red de microondas de dos accesos en su configuración para la medida de los parámetros S del acceso 1

2.3. Análisis electromagnético mediante métodos numéricos

Algunas veces la complejidad de las estructuras a diseñar hace prácticamente imposible la resolución analítica modal de las ecuaciones de Maxwell, el tiempo y esfuerzo de resolución hacen que este método simplemente no valga la pena, sin embargo, podemos aplicar diferentes métodos numéricos [9] para obtener soluciones aproximadas muy cercanas a la real. Entre los que destacan por su amplia utilización en la resolución de las ecuaciones del campos electromagnéticos los siguientes.

- Método de las diferencias finitas.
- Método de los residuos ponderados.
- Método de los momentos.
- Método de los elementos finitos.
- Modelado de líneas de transmisión.
- Método Monte Carlo.

Aunque los más usados en entornos de análisis comerciales son: el método de los elementos finitos (FEM), diferencias finitas (FDM) y el método de los momentos (MoM). Estos métodos pueden aplicarse tanto sobre las ecuaciones diferenciales temporales, como sobre su variante en frecuencia. La selección tanto del método de análisis numérico como de su dominio de aplicación (temporal o frecuencial) es un punto crítico del sistema, una mala elección puede reportar soluciones demasiado alejadas de la realidad o aumentar considerablemente el tiempo de resolución, por lo que considero necesario el conocimiento de estos métodos para su correcta aplicación.

2.3.1. Método de las diferencias finitas

El método de las diferencias finitas o *Finite Difference Method* (FDM) [9] es utilizado para calcular de manera aproximada las soluciones a las ecuaciones diferenciales ya que

la derivada de cualquier orden de una función en un punto puede ser estimada como una relación lineal de valores conocidos de la propia función.

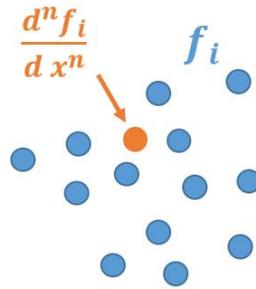


Figura 2.4: Derivada de orden n de una función f junto a valores conocidos de la función

$$\frac{d^n f_i}{d x^n} \simeq L_{\{f\}} \simeq \sum_i a_i f_i \quad (2.69)$$

Para comprender el método, lo más sencillo es utilizar un pequeño ejemplo. Si intentamos aproximar la siguiente ecuación diferencial $\frac{df(x)}{dx} - af(x) = g(x)$ podemos aproximar la derivada por un operador lineal básico de la siguiente forma: $\frac{f_{(k+1)} - f_{(k-1)}}{2\Delta x} - af_{(k)} = g(k)$ y expresarla de forma matricial $[L][f] = [g]$ para una fácil resolución computacional. Como se puede observar las soluciones se obtienen en puntos determinados a partir de otros puntos, por lo que es necesario un mallado o "mesh" de la estructura. El método considerará cada pequeño volumen de mallado como un punto de valor único, por lo que un buen mallado será crítico para la precisión del método. Finite Difference Method cuenta con dos variantes según el dominio de aplicación:

- Por un lado el método de las diferencias finitas aplicado en el dominio temporal o *Finite-difference time-domain method* (FDTD): resuelve las ecuaciones en el dominio temporal, esto nos permite obtener la solución en un gran rango de frecuencias con una sola simulación y tratar las no linealidades de ciertos materiales de una manera natural, sin arreglos matemáticos.
 - Al calcular las soluciones en dominio temporal es muy eficaz para el cálculo de elementos resonantes.
 - Ya que el sistema calcula el campo eléctrico y magnético en todo el volumen para la resolución de las ecuaciones, es útil para analizar el aislamiento del campo o su evolución a través de la estructura.
 - Realiza el análisis tanto en régimen transitorio como en régimen permanente sinusoidal.
- Por otro lado el método de las diferencias finitas aplicado en el dominio frecuencial o *Finite-difference frequency-domain method* (FDFM) funciona convirtiendo las ecuaciones de Maxwell en dominio frecuencial a una frecuencia específica en una matriz de la forma $Ax = b$, donde la matriz A deriva de las ecuaciones de onda, el vector x contiene los campos y el vector b describe las excitaciones.
 - Su aplicación en elementos poco resonantes es mucho más rápido que su hermano temporal.
 - Al trabajar en frecuencia no puede trabajar con materiales no lineales.

- En estructuras de grandes dimensiones o muy alta frecuencia las matrices adquieren grandes tamaños, por lo que el tiempo de resolución es mucho mayor que el de su hermano temporal.
- Solo calcula el campo en régimen permanente sinusoidal.
- En el resto de los casos este método es mucho más rápido que su hermano temporal al trabajar con ecuaciones menos complejas.

2.3.2. El método de los elementos finitos

Éste método permite obtener una solución numérica aproximada sobre un cuerpo, estructura o dominio (medio continuo) [9] —sobre el que están definidas ciertas ecuaciones diferenciales en forma diferencial o integral que caracterizan el comportamiento físico del problema— dividiéndolo en un número elevado de subdominios no-intersectantes entre sí denominados elementos finitos. Al igual que el anterior necesita de un proceso de mallado o "mesh" para la creación de estos subdominios delimitados por rectas, cuyas intersecciones formarán puntos llamados nodos sobre los que se materializarán las incógnitas fundamentales del problema. Tras la discretización del problema en pequeños nodos o elementos el algoritmo encuentra las ecuaciones que gobiernan los campos en estos elementos y busca una solución global donde encajen cada una de estas soluciones particulares, estas fases se pueden entender mejor si las separamos y describimos de forma generalista:

1. Discretización del dominio región en pequeños subdominios o elementos independientes.
2. Obtención de las ecuaciones que rigen esos elementos independientemente del resto.
3. Interrelación de las soluciones particulares de los distintos elementos.
4. Resolución del sistema obtenido.

Aunque es una herramienta de análisis mucho más potente y versátil que el método de las diferencias finitas o el método de los momentos, su implementación en código es mucho más compleja.

2.3.3. Método de los momentos

Aunque es un método muy generalista y poco eficiente en determinadas situaciones puede ser útil en cierto tipo de problemas, el método resuelve las ecuaciones integrales de los campos tomando como incógnita la densidad de corriente, expresándola como una serie de funciones conocidas ponderadas por pesos desconocidos (desarrollo en series). Para la resolución del problema se ha de seleccionar la base de funciones con las que se quiere trabajar, tras lo cual se pueden aplicar diferentes métodos de resolución como el método del Point-Matching o el método de Galerkin.

2.4. Selección de software de análisis

Cualquiera de los métodos analizados serviría para analizar nuestras transiciones, pero en la búsqueda de software de análisis de campos electromagnéticos sobre estructuras guiadas destacan dos grandes programas: por un lado el visualmente atractivo CST y por otro el potente HFSS. Una de las primeras elecciones que tomar en el curso del proyecto fue la selección de uno de estos programas.

2.4.1. HFSS

Este software de modelado 3D y análisis electromagnético no resalta precisamente por su aspecto visual o uso intuitivo, pero como suele ocurrir en el mundo de la ingeniería representa una de las herramientas de análisis más potente del mercado, permitiéndonos elegir entre los siguientes métodos numéricos:

1. Frequency domain FEM.
2. Time domain FEM: recomendado para cualquier análisis electromagnético.
3. MoM: recomendado básicamente para el análisis de radicación o scattering.

Todo ellos sustentados sobre una de las mejores herramientas de optimización de mallado y un sistema de puertos que nos permite definir la recta de integración para conseguir un completo análisis modal.

2.4.2. CST

Es todo un conglomerado de análisis para problemas con ecuaciones diferenciales: electromagnetismo, termodinámica, mecánica... Donde nos permiten seleccionar entre los siguientes métodos de análisis:

1. FDTD: muy recomendado para el análisis de estructuras resonantes o de grandes dimensiones.
2. FDFDM: menos potente que FEM ya que no puede trabajar con materiales no lineales por lo que en el caso de usar este tipo de materiales aportará soluciones menos reales, pero está considerado como un método de análisis muy fiable.

Este software destaca fuertemente por su intuitiva interface y facilidad de uso, así como su amplia gama de algoritmos de optimización, una característica a tener en cuenta para el pulido de pequeños detalles de los diseños.

2.4.3. Selección

Aunque HFSS cuenta con la herramienta de automallado más eficaz del mercado, la atractiva interface de CST junto a su facilidad de análisis me permitirían reducir el tiempo de familiarización con su dinámica de uso. Todo esto unido a las potentes herramientas de optimización de CST y a una mayor adaptación a la estructura a diseñar junto a la mayor familiarización de mis tutores con esta herramienta han decantado la balanza a su favor.

Capítulo 3

Tecnologías

A continuación se expondrán los conceptos más prácticos que se aplican de forma directa en el proyecto: el diseño de líneas de transmisión de cierta impedancia característica y las características químicas y físicas básicas del cristal líquido. Este capítulo intenta alcanzar un objetivo claro: ayudar a todos aquellos proyectistas que, sin tener extensos conocimientos en materiales o diseño de líneas de transmisión, puedan implementar soluciones de líneas con este material. Para ello se introducirán conocimientos de diseño de líneas de transmisión y cristal líquido básicos, sin profundizar en aspectos poco prácticos.

3.1. Líneas de transmisión

En esta sección se van a revisar los conocimientos básicos ligados a las líneas de transmisión consideradas para su utilización en este proyecto, debido a las necesidades del cristal líquido solo consideraremos líneas de más de un conductor, en las que el modo fundamental es una solución TEM con frecuencia de corte 0 Hz. Por esto y obviando el caso de la ESICL sólo se contemplaran líneas de amplia utilización en el mercado con facilidad para la incorporación de elementos concentrados para la futura implementación de la red de polarización del cristal líquido.

3.1.1. Modelo circuital

Las líneas de transmisión se suelen representar esquemáticamente como una línea de dos hilos de la que podemos modelar una porción infinitesimal con el circuito de elementos concentrados [7] de la figura 3.1.

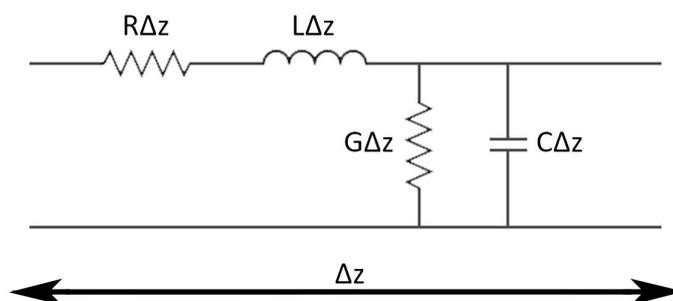


Figura 3.1: Circuito equivalente de una línea de transmisión

- R: representa la resistencia serie por unidad de longitud de ambos conductores, modela la pérdida de potencia provocada por la no idealidad de los conductores al presentar conductividad finita, $[\Omega/m]$.
- L: representa la inductancia serie por unidad de longitud de ambos conductores, modela el proceso de almacenamiento energético en forma de campo magnético que se produce en la línea alrededor de los conductores, auto-inductancia, $[H/m]$.
- G: representa la conductancia paralelo por unidad de longitud, modela la pérdida de potencia provocada por la no idealidad del dieléctrico que separa los conductores, $[S/m]$.
- C: representa la capacidad paralelo por unidad de longitud, modela el proceso de almacenamiento energético en forma de campo eléctrico que se produce entre los distintos conductores debido a su proximidad, $[F/m]$.

Aunque para obtener las ecuaciones del telegrafista se puede partir de las ecuaciones de Maxwell y evolucionar con un análisis modal, considero que será más fácil de entender realizando un análisis circuital básico al modelo circuital de la línea ilustrado en la figura 3.1, aplicando las leyes de Kirchhoff, obteniendo las ecuaciones 3.1 y 3.2.

$$v_{(z,t)} - R\Delta z i_{(z,t)} - L\Delta z \frac{\partial i_{(z,t)}}{\partial t} - v_{(z+\Delta z,t)} = 0 \quad (3.1)$$

$$i_{(z,t)} - G\Delta z v_{(z,t)} - C\Delta z \frac{\partial v_{(z,t)}}{\partial t} - i_{(z+\Delta z,t)} = 0 \quad (3.2)$$

Se pueden obtener las ecuaciones del telegrafista expresadas en el dominio del tiempo dividiendo las ecuaciones 3.1 y 3.2 por Δz y aplicando el límite cuando $\Delta z \rightarrow 0$ con lo que conseguiremos una representación de la tensión e intensidad en un elemento infinitesimal de línea.

$$\frac{\partial v_{(z,t)}}{\partial z} = -Ri_{(z,t)} - L\frac{\partial i_{(z,t)}}{\partial t} \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial i_{(z,t)}}{\partial z} = -Gv_{(z,t)} - C\frac{\partial v_{(z,t)}}{\partial t} \quad (3.4)$$

Estas expresiones pueden expresarse fácilmente para el régimen permanente sinusoidal, al igual que en el estudio de campos, haciendo uso de fasores, quedando las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial V_{(z)}}{\partial z} = -(R + j\omega L)I_{(z)} \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial I_{(z)}}{\partial z} = -(G + j\omega C)V_{(z)} \quad (3.6)$$

Derivando las ecuaciones anteriores con respecto a z y sustituyendo sus compañeras sin derivar en las nuevas derivadas de V e I con respecto de z obtendremos 3.7 y 3.8, teniendo en cuenta $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{((R + j\omega L)(G + j\omega C))}$:

$$\frac{\partial^2 V_{(z)}}{\partial z^2} - \gamma^2 V_{(z)} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial^2 I_{(z)}}{\partial z^2} - \gamma^2 I_{(z)} = 0 \quad (3.8)$$

Ecuaciones en derivadas parciales de tipo parabólica para las que se puede encontrar una solución de onda de las siguiente forma:

$$V_{(z)} = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (3.9)$$

$$I_{(z)} = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (3.10)$$

De donde se pueden extraer dos soluciones: $e^{-\gamma z}$ representa la propagación de una onda en el sentido positivo de z y $e^{\gamma z}$ en el sentido negativo. Ambas soluciones pueden existir o no, juntas o separadas.

Aplicando la identidad 3.5 a la ecuación 3.9 podemos relacionar intensidad con voltaje de la siguiente manera:

$$I_{(z)} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}) \quad (3.11)$$

Gracias a esta relación podemos definir de forma sencilla una impedancia característica:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{V_0^-}{I_0^-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (3.12)$$

Línea sin pérdidas:

En el caso anterior de línea con pérdidas tanto la constante de propagación como la impedancia son complejas, pero en la mayoría de los casos prácticos las pérdidas son tan pequeñas que simplemente podemos despreciarlas a favor de simplificar el modelo, en ese caso $R = G = 0$

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (3.13)$$

La impedancia característica se reduce a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.14)$$

La longitud de onda a:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (3.15)$$

La velocidad de propagación de la onda en la línea de transmisión se puede reducir a:

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.16)$$

3.1.2. Líneas planares

Dentro de las líneas de transmisión de mayor implantación en el mercado se pueden identificar dos tipos: líneas con dieléctrico homogéneo como pueden ser las líneas de placas paralelas, stripline y los cables bifilares o coaxiales. En estas líneas todo el campo se propaga a través de un único dieléctrico, por lo que se pueden aplicar los conocimientos básicos expuestos anteriormente. Y por otro lado las líneas con dieléctrico no homogéneo [10] que están formadas por dos o más dieléctricos a través de los cuales se propaga el campo, tal y como puede observarse en la figura 3.2. Estas líneas presentan una mayor complejidad a la hora de calcular sus parámetros primarios, en concreto su capacidad e impedancia característica. Estas últimas líneas son las más usadas comercialmente debido a

la facilidad con la que se pueden incluir elementos concentrados, por lo que las estudiaremos en mayor profundidad.



Figura 3.2: Línea de transmisión de dieléctrico no homogéneo

Para facilitar el análisis de líneas de transmisión con dieléctrico no homogéneo podemos recurrir a un truco, definiremos una permitividad efectiva [10], que representará a un dieléctrico homogéneo virtual, que ocupando todo el espacio por el que se propaga el campo proporcione una impedancia o valores primarios iguales a las de la línea real ($\epsilon_{ef} = \epsilon_{ref}\epsilon_0$), así podemos asumir las siguientes propiedades:

- Asumimos que los dieléctricos presentan una permeabilidad magnética de $\mu = \mu_0$ por lo que la inductancia por unidad de longitud será la misma que en ausencia de dieléctrico.
- Si aplicamos la herramienta matemática de la permitividad eléctrica efectiva podemos definir la capacidad por unidad de longitud como $C = \epsilon_{ref}C_0$ donde C_0 representa la capacidad por unidad de longitud de la estructura sin dieléctrico. Esta permitividad efectiva es muy fácil de calcular como una ponderación de la permitividad de los distintos materiales en función del porcentaje de campo eléctrico que se propague por cada dieléctrico, si embargo, la estimación de este porcentaje no es trivial en según qué líneas.

Línea microstrip

Esta línea, representada en la figura 3.3, consta de una tira conductora activa suspendida sobre un dieléctrico con una cara inferior conductora que hará de masa eléctrica. Si bien la colocación de elementos concentrados “*Through-hole*” es muy simple, en el caso de elementos SMD es necesario la “inclusión” de la masa en la cara superior, es decir, necesitamos conectar un contacto superior con la tierra inferior a través de vías metalizadas. Por otro lado su bajo aislamiento repercute en fenómenos de radiación, diafonía y mayores pérdidas. Aún contando con los inconvenientes de la inclusión de elementos SMD es la línea de transmisión más popular, dada su facilidad de fabricación mediante fotolitografía.

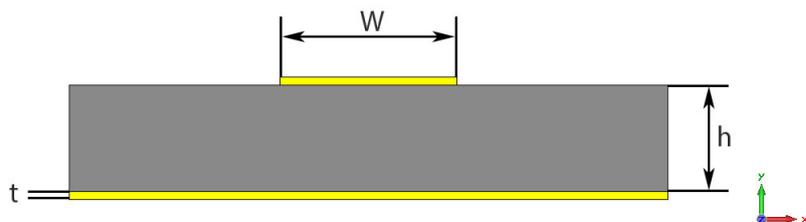


Figura 3.3: Línea microstrip

Dado que parte del campo electromagnético se propaga por el aire la solución no es estrictamente TEM, lo que dificulta mucho su resolución, aunque si la altura del sustrato es menor que la longitud de onda, el modo fundamental es una solución cuasi-TEM muy parecida a una solución TEM. Aplicando esta consideración podemos aproximar la impedancia característica en función de su geometría y considerar ciertos criterios de diseño [11].

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\sqrt{2}\pi\sqrt{\varepsilon_{ref} + 1}} \ln\left(1 + \frac{4h}{w'} \left[\frac{14 + 8/\varepsilon_{ref}}{11} \frac{4h}{w'} + \sqrt{\left(\frac{14 + 8 * \varepsilon_{ref}}{11}\right)^2 \left(\frac{4h}{w'}\right)^2 + \frac{1 + 1/\varepsilon_{ref}}{2} \pi^2} \right]\right) \quad (3.17)$$

Donde ε_{ef} puede calcularse de la siguiente forma:

- $w/h < 1$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5} + 0,04\left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (3.18)$$

- $w/h < 1$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{w}\right)^{-0,5} \quad (3.19)$$

Donde w' representa una corrección del ancho de la tira conductora con respecto a la línea equivalente con dieléctrico homogéneo ε_{ef}

$$\frac{\Delta w}{t} = \frac{1}{\pi} \ln\left[\frac{4e}{\sqrt{(t/h)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w/t+1,1}\right)^2}}\right] \quad (3.20)$$

$$w' = w + \Delta w \quad (3.21)$$

Estos resultados son válidos dentro del rango monomodo, dentro del cual solo se propaga el modo TEM, pero por esta línea se propagan otros modos superiores. La frecuencia de corte del modo superior de menor orden, en este caso TE_{01} es:

$$f_c = \frac{c}{4h\sqrt{\varepsilon_{ref} - 1}} \quad (3.22)$$

Esta frecuencia impondrá un límite superior a nuestro ancho de banda por muy buenos que sean los resultados de diseño, esta será la frecuencia más alta a la que se podrá transmitir ya que a partir de ésta, se producen intercambios energía entre modos que podrían influir en la señal transportada por la onda de alta frecuencia.

La distribución de campo de esta línea es muy conocida, se puede observar en la figura 3.4 como las líneas de campo unen la tira activa con la tierra inferior curvándose conforme nos acercamos a los bordes.

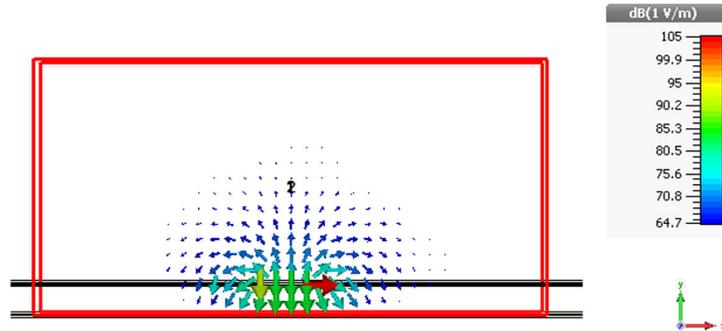


Figura 3.4: Campo eléctrico en una línea microstrip

Las corrientes que forman estos campos se concentran en los bordes de la tira y en la placa de tierra, donde adoptan una dirección paralela a la dirección de propagación y sentidos contrarios en cada conductor. Los bordes por donde se propaga una mayor intensidad de corriente son justo el punto sobre el que se tiene un menor control en el proceso de fabricación, ya que este se realiza mediante la eliminación de cobre por atacado químico o fresado. Debido a esto, los resultados teóricos suelen ser algo diferentes a los resultados reales. En la figura 3.5 se pueden observar las corrientes de una onda sinusoidal a la entrada de una línea microstrip.

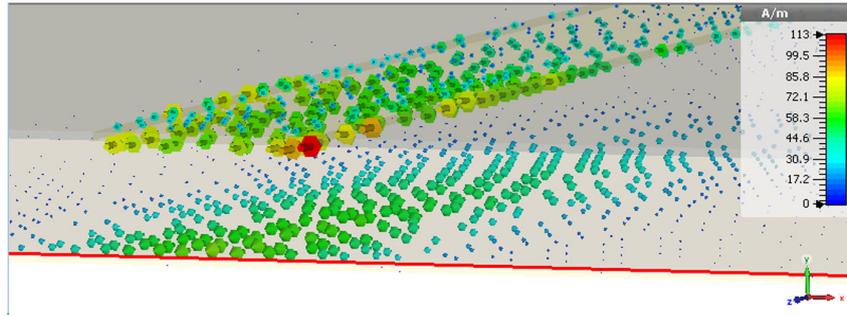


Figura 3.5: Distribución de corrientes en una línea microstrip

Para la simulación de estos resultados se ha usado un sustrato que posteriormente se aplicará al diseño real de las transiciones: RO4003C con una permitividad eléctrica relativa de 3,38 y una altura de sustrato de 0,508 mm, con estos datos y para diseñar una línea de 50Ω , se ha introducido una tira activa de 1,07 mm obteniendo como resultado una línea de transmisión con unos parámetros S mostrados en la figura 3.6.

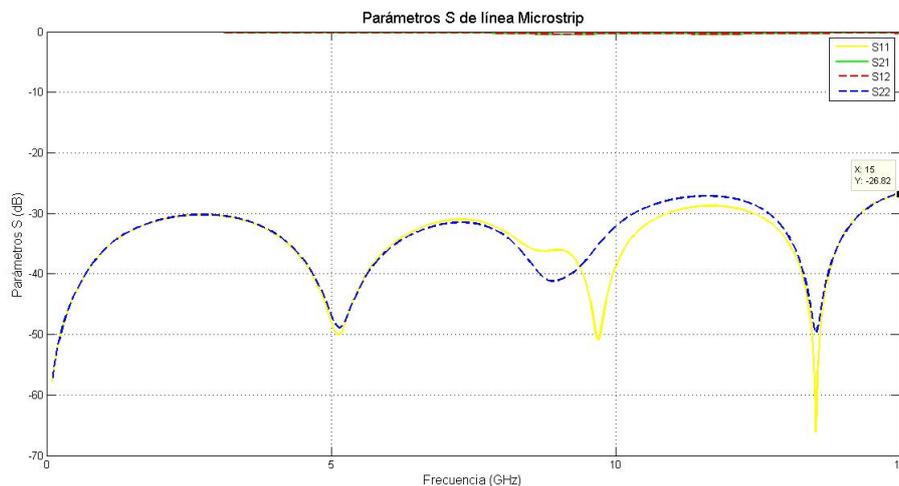


Figura 3.6: Parámetros S de una línea microstrip ($\epsilon_r = 3,3$, $t = 0,508$ mm , $w = 1,07$ mm)

Línea Coplanar con tierra o grounded coplanar waveguide (GCPW)

Esta línea de transmisión está formada por tres planos metálicos suspendidos sobre un dieléctrico cuya parte inferior se encuentra metalizada, en esta configuración el plano

inferior y los dos planos superiores exteriores conformarán la tierra eléctrica, mientras que el plano superior central conformará el conductor activo.

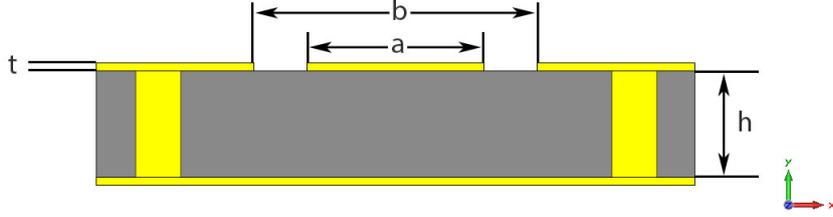


Figura 3.7: Línea coplanar con tierra

Tras un estudio y severas simplificaciones se puede llegar a una identidad para describir la impedancia característica de esta línea [11] en función de sus dimensiones geométricas:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}} \quad (3.23)$$

$$k = a/b \quad (3.24)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.25)$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{4h})}{\tanh(\frac{\pi b}{4h})} \quad (3.26)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (3.27)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}{1 + \frac{k(k')}{k(k)} \frac{k(k_1)}{k(k'_1)}} \quad (3.28)$$

Donde $\frac{k(k)}{k(k')}$ representa el ratio de la integral elíptica completa de primera especie de fácil análisis mediante cualquier herramienta de cálculo matemático como MATLAB.

Al igual que en la línea microstrip, esta presenta modos superiores que determinarán un ancho de banda monomodo que puede ser bastante amplio tomando ciertas consideraciones como: la unión periódica de los tres planos de masa para igualar su potencial y el uso de configuraciones con alturas de ratios h/b altos.

Esta línea presentará unos campos similares a la línea microstrip. como se puede observar en la figura 3.8, las líneas de campo unirán fuertemente la tira activa con las tierras superiores y algo más débilmente con el plano de tierra inferior. Como se puede observar en la siguiente imagen el campo se encuentra mucho más “elevado” que en una línea microstrip, es decir, circula una mayor cantidad del campo por el aire en comparación con la anterior línea, esto se refleja en un ϵ_{ef} menor y por tanto en unos anchos de tira conductora, en general, menores con el fin de conseguir la misma impedancia característica.

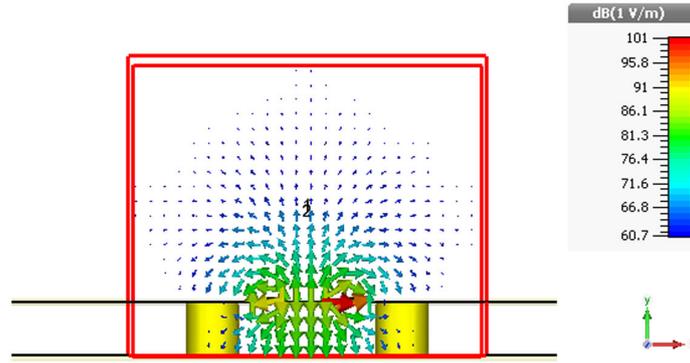


Figura 3.8: Campo eléctrico en una línea Coplanar con tierra

Al igual que en la línea anterior las corrientes se concentran en los bordes, en dirección paralela a la dirección de propagación y los sentidos de las corrientes en el conductor activo son contrarios al de las corrientes en el conductor de tierra, aunque en esta guía las corrientes de encima de las tierras superiores son muy importantes, reduciendo considerablemente el valor de las corrientes del plano inferior de masa. En esta línea las corrientes no solo se concentran en los bordes de la tira central, sino también en los de las tierra superiores lo que la hace aun más sensible al proceso de fabricación.

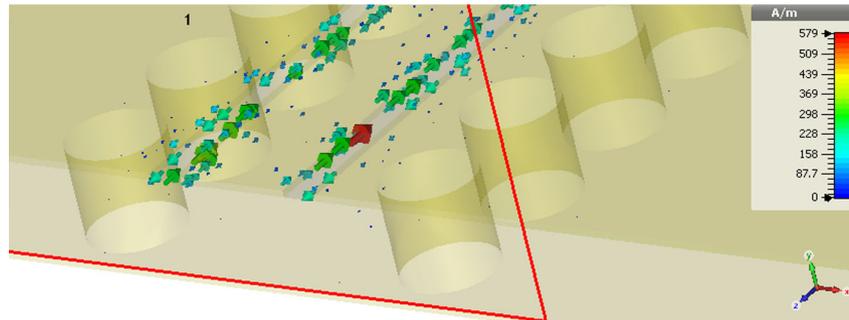


Figura 3.9: Distribución de corrientes en una línea Coplanar con tierra

Estos resultados se han obtenido de una línea coplanar implementada sobre sustrato RO4003 con $\epsilon_r = 3,38$ de altura $t = 0,508$ mm, con un ancho de conductor activa $a = 0,63$ mm, un ancho ente tierras $b = 0,93$ mm y un ancho entre vías de $W_{vias} = 1,83$ mm situadas a lo largo de la línea con un periodo de repetición $p = 0,7$ mm y un diámetro de $d = 0,5$ mm, obteniéndose los siguientes parámetros S de la figura 3.10.

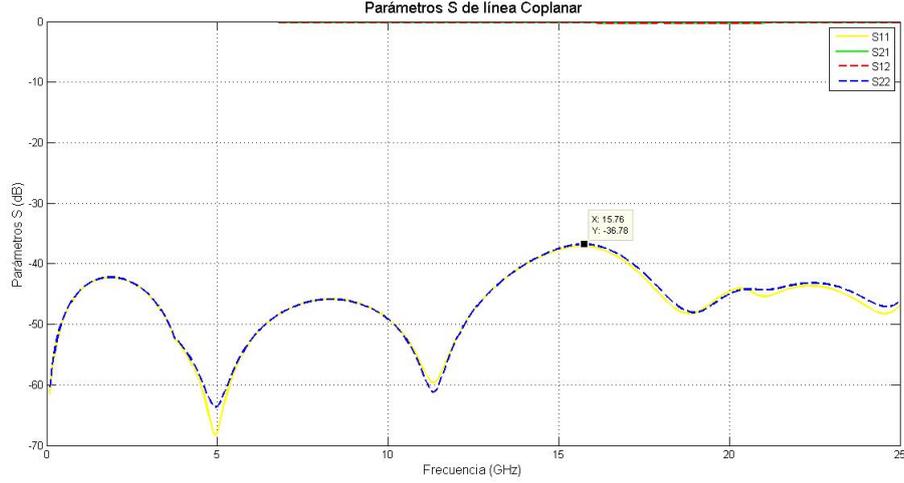


Figura 3.10: Parámetros S línea Coplanar con tierra

Coplanar tapada: dada la estructura abierta de esta línea se suelen cubrir con una armazón formado por una tapa y dos paredes verticales. Estas paredes verticales introducen modificaciones en los parámetros de la línea, aunque si su separación es superior a $1,75b$, situación que suele ocurrir, podemos despreciar su efecto, haciendo que el efecto introducido por la tapa sea más importante.

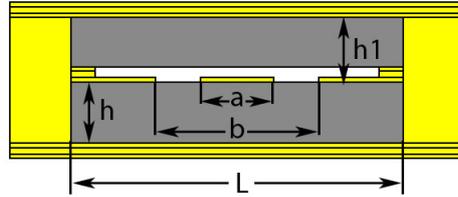


Figura 3.11: Línea coplanar tapada

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{1}{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} \frac{K(k_4)}{K(k'_4)}} \quad (3.29)$$

$$\epsilon_{ef} = 1 + \frac{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)}} \quad (3.30)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{h})}{\tanh(\frac{\pi b}{h})} \quad (3.31)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{h_1})}{\tanh(\frac{\pi b}{h_1})} \quad (3.32)$$

En cuanto el campo eléctrico, como se puede observar en la figura 3.12, es muy similar al campo de una coplanar con tierra sin tapar, pero con una mayor extensión hacia la parte superior, ya que la tapa hace a su vez de tierra y dependiendo de la altura a la que se sitúe esta componente puede ser mucho mayor que la componente inferior.

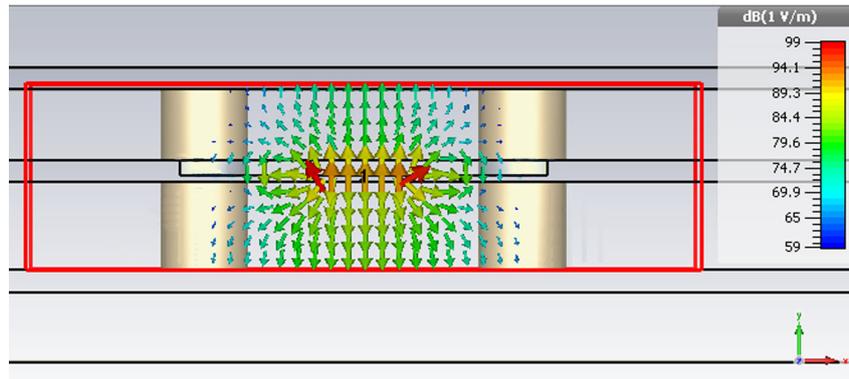


Figura 3.12: Campo eléctrico en una línea Coplanar tapada

Las corrientes, tal y como representa la figura 3.13, de esta estructura presentan un comportamiento similar, se aglutinan en los bordes, tanto de la tira activa como de las tierras y sus sentidos son opuestos en cada uno de los conductores. Aunque en este caso las corrientes que circulan por los conductores inferiores y superiores (plano de tierra inferior y tapa) son mayores que en el caso de su hermana sin tapar.

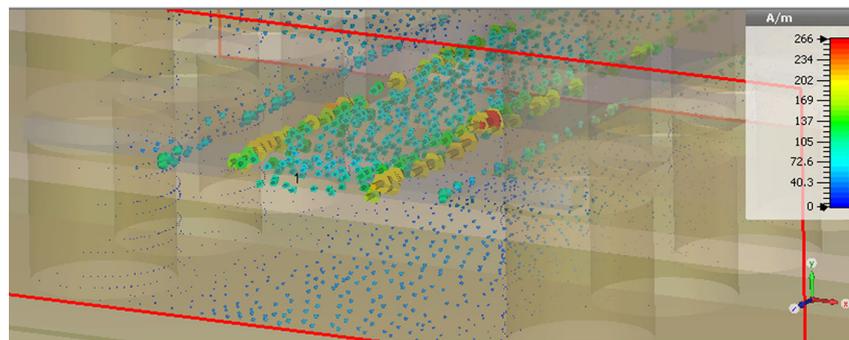


Figura 3.13: Distribución de corrientes en una línea Coplanar tapada

Para demostrar la simulación de una línea real, se muestran sus parámetros S de la figura 3.14.

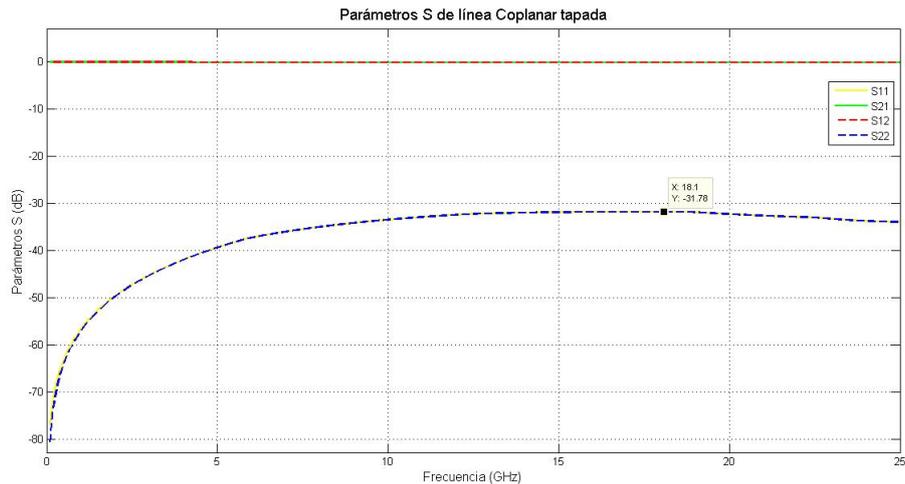


Figura 3.14: Parámetros S de línea Coplanar tapada

3.1.3. Coaxiales y ESICL

Si bien el estudio y caracterización de un cable coaxial circular, así como su fabricación, es sumamente sencillo, su integración con sistemas planares no es trivial y suele necesitar de conectores que introducen pérdidas selectivas en frecuencia. Por ello y para aproximar más el proyecto a las tecnologías SICS se ha tendido hacia otro cable coaxial de sección cuadrada.

Coaxial cuadrado

Esta línea de transmisión está formada por un conductor rectangular interior suspendido en el interior de un dieléctrico recubierto por otro conductor rectangular, presenta ciertas ventajas con respecto al coaxial circular como: una mayor resistencia mecánica, una polarización clara con lo que se pueden crear fácilmente máscaras de polarización. Si embargo, la rotación del conductor interior con respecto al exterior supondrá variaciones lineales de la impedancia, por lo que es necesario un anclaje lo más estable posible.

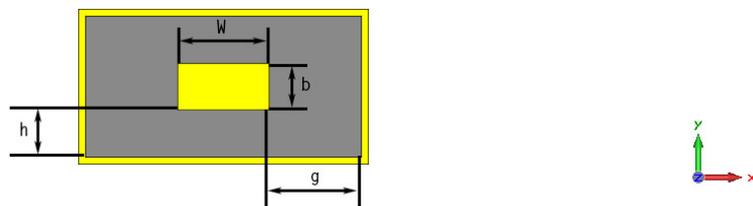


Figura 3.15: Estructura de una línea coaxial cuadrada

Al contar con dos conductores el modo fundamental de esta estructura es el modo TEM con una frecuencia de corte de 0Hz, pero como es normal a partir de cierta frecuencia se propagan más modos, los dos modos inmediatamente superiores son el TE_{01} y el TE_{10} en la siguiente imagen obtenida del artículo *Transactions on Microwave Theory and Techniques* [12] se pueden observar las diferentes longitudes de onda de corte normalizadas en función de la relación de conductor interior y el conductor exterior para el coaxial cuadrado (línea

continua) y para el coaxial circular (línea de puntos).

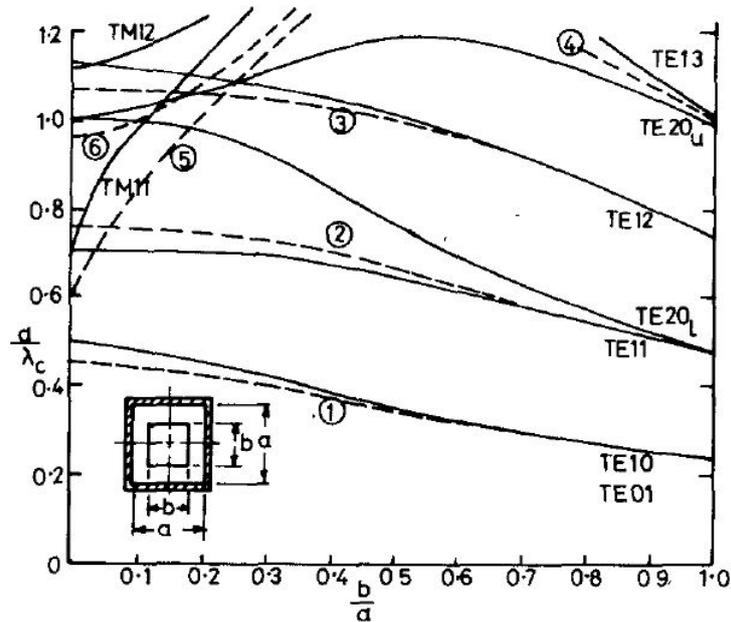


Figura 3.16: Modos coaxial del cuadrado (línea continua), modos del coaxial circular (Línea discontinua)

Si bien el cálculo del potencial, y por tanto de los campos y la impedancia, es muy fácil en el coaxial circular debido a la facilidad con la que se pueden expresar las condiciones de contorno y el campo electromagnético en coordenadas cilíndricas, esto no es así en el coaxial cuadrado, donde la presencia de esquinas dificulta cualquier análisis. Por ello la mayoría de los análisis parten de la descomposición de la estructura en 8 zonas separables de 3 tipos distintos: 2 planos paralelos verticales, 2 planos paralelos horizontales y 4 esquinas.

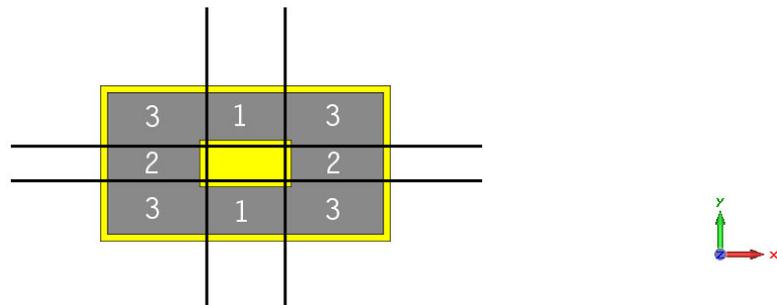


Figura 3.17: Descomposición en partes de una línea coaxial cuadrada

Llegados a este punto solo tendremos que aplicar las condiciones de contorno necesarias a las ecuaciones finales de cada modo para obtener en cada sección la solución particular de los campos electromagnéticos en esta estructura.

Dado que el modo fundamental es el modo TEM, se puede resolver el potencial en la estructura 2.39 teniendo en cuenta que el conductor interior se encontrará a un potencial constante V_0 mientras que el conductor exterior representará la tierra eléctrica con un potencia de $0V$, al dividir la estructura en partes independientes hay que tener en cuenta que los campos han de ser continuos en las fronteras en contacto de las distintas zonas, por lo que esta condición pasará a formar parte de las condiciones de contorno particulares de

cada zona.

Aún calculando el potencial en toda la estructura [13], tal y como se explica en el apartado 2.1.4 de esta misma memoria, lo que realmente interesa a la hora de diseñar es la impedancia característica de la línea en función de sus dimensiones y materiales, y aunque se puede obtener a través del potencial, al trabajar en el rango de frecuencias monomodo TEM existe otra manera mucho más fácil.

Considerando al coaxial cuadrado como una línea sin pérdidas, y de acuerdo a los principios teóricos introducidos en el apartado 3.1.1, en concreto las identidades referentes a la impedancia característica y la velocidad de propagación 3.16 se puede despejar la impedancia característica en función de la velocidad de propagación y la capacidad por unidad de longitud de la línea

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{vC} = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{C} \quad (3.33)$$

Ahora el problema se reduce a calcular la capacidad de cada una de las partes por separado y sumarlas [14], quedando $C_T = 2C_1 + 2C_2 + 4C_3$ siendo C_1 y C_2 simples condensadores planos de placas paralelas. Para simplificar el análisis se va a considerar que el espaciado entre conductores horizontal y vertical es el mismo $g = h$. Con esta consideración y sabiendo que la capacidad por unidad de longitud de un condensador de placas paralelas es la permitividad eléctrica del medio por la anchura de la placa partido la distancia de separación entre ellas podemos calcular fácilmente C_1 y C_2

$$C_1 = \frac{\varepsilon w}{g} \quad (3.34)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon b}{g} \quad (3.35)$$

Aunque existen varias referencias bibliográficas en torno al cálculo de la capacidad de las esquinas o zonas número 3 de nuestro problema, el artículo *Determination of the Capacitance, Inductance, and Characteristic Impedance of Rectangular Lines* [14] destaca por su alta precisión. En este artículo se realiza una transformación de proyección conforme del espacio, para transformar el espacio del problema en otro dominio conservando todos los ángulos entre todos los puntos menos en un número finito de ellos, de esta forma llega a una ecuación para el cálculo de la capacidad por unidad de longitud.

$$C_3 = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[\log_{10} \left(\frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (3.36)$$

Sumando y simplificando las distintas capacidades y sustituyendo en la ecuación 3.33, podemos aproximar la impedancia característica del coaxial en función de sus dimensiones y sustrato.

$$C = 2\varepsilon \left[\left(\frac{w+b}{g} \right) + \frac{2}{\pi} \left[\log_{10} \left(\frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \right] \quad (3.37)$$

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu\varepsilon}}{2\varepsilon \left[\left(\frac{w+b}{g} \right) + \frac{2}{\pi} \left[\log_{10} \left(\frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \right]} \quad (3.38)$$

3.1.4. SICs

Hoy día las guías de onda siguen siendo los medios más eficientes, no solo para el transporte de altas potencias de campo, sino para el diseño de elementos distribuidos con las mejores especificaciones, sin embargo su estructura no solo no esta preparada para

una producción en masa económica, sino que también perjudica su posterior instalación. Aunque, si algo provocó la migración de la mayoría de los sistemas a estructuras planares sin duda fue la progresiva miniaturización de los dispositivos, y no sólo me refiero a dispositivos finales como dispositivos móviles, sino también a los elementos de los sistemas de telecomunicaciones fijos, porque cuanto más pequeña sea una estación base no solo obtendrá un impacto visual menor, sino que el posible alquiler del emplazamiento se verá reducidos.

Aún con todas estas ventajas, la progresiva saturación del espectro radioeléctrico y el aumento progresivo de las expectativas por parte de los clientes está obligando a los sistemas a migrar hacia estructuras de guiado más eficientes que las viejas tecnologías planares, pero manteniendo su miniaturización y bajo coste, es por ello por lo que se está optando por circuitos integrados en sustrato, SIC por sus siglas en inglés (substrate integrated circuits) [5], con esta tecnología se está consiguiendo fusionar guías volumétricas y planares en un mismo circuito, a la vez que disminuimos drásticamente el precio de manufactura de las guías, además, estos SICs permiten la integración de ambas tecnologías, planares y volumétricas, al fabricarse sobre el mismo sustrato, con el diseño de una simple transición.

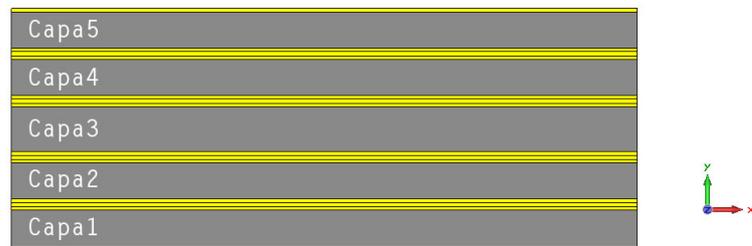


Figura 3.18: Sustrato multicapa conseguido con el soldado de PCBs (Conglomerado)

La ventaja de las guías integradas en sustrato es notable, su fabricación hace uso de los mismo elementos y materiales que el usado en guías planares, no es necesario cambiar toda la planta de producción, presentan mejores especificaciones que sus vecinas planares y además se pueden incluir fácilmente junto a estas en un mismo sustrato sin la necesidad de conectores externos, permitiendo a los diseñadores añadir etapas planares para incluir elementos concentrados como amplificadores o resistencias y diseñar los elementos distribuidos como los osciladores en una guía integrada todo sobre una misma PCB.

ESICL

Dentro de los últimos avances en guías integradas en sustratos, destaca: la línea coaxial vacía integrada en sustrato [1], o ESICL por sus siglas en inglés (Empty Substrate Integrated Coaxial Line Transition), no es más que la implementación de un coaxial cuadrado en un conglomerado de sustrato de 5 capas y aunque existen otras implementaciones SIC de esta estructura [15], esta resulta ser la más sencilla ya que se puede fabricar realizando una cavidad en las capas 2 y 4 y dos cavidades en la capa 3 o capa central, tal y como puede verse en la imagen:

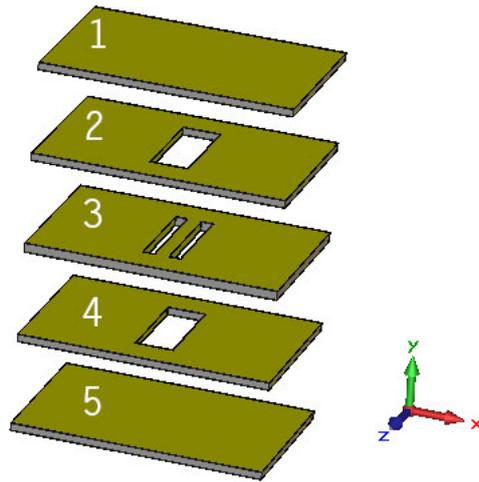


Figura 3.19: Capas ESICL

Mediante esta pequeña eliminación de material, la metalización de las paredes verticales que formarán el conductor exterior y el soldado o ensamblado mecánico de las tapas se conformará una ESICL, tal y como puede observarse en la figura 3.20.

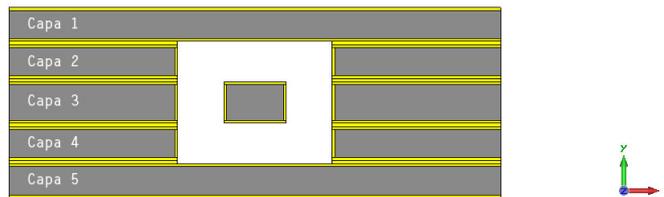


Figura 3.20: Capas ESICL

Esta estructura no es más que la implementación de un coaxial cuadrado, pero esta implementación podría influir en la respuestas de los campos, mediante un análisis numérico podemos obtener una distribución de campo eléctrico cuya dirección partirá desde uno de los dos conductores hasta el otro y conociendo la relación entre campo eléctrico y magnético podemos suponer un campo magnético dispuesto de manera circular alrededor del conductor interior. Estos resultados pueden observarse en la siguiente imagen.

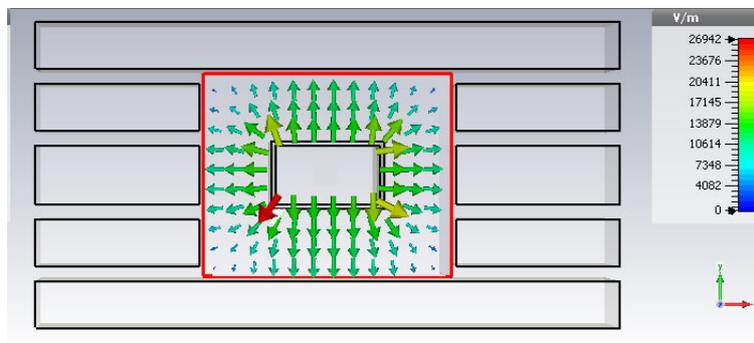


Figura 3.21: Vector campo eléctrico en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line

Se puede observar la dirección del campo eléctrico, así como la distribución de la potencia del mismo, con una distribución de potencia media en las partes centrales que se extiende bastante hacia el conductor exterior y unos campos mucho más concentrados

conforme nos acercamos a las esquinas del conductor interior, esto hace que la potencia del campo en las esquinas sea mayor pero su distribución hacia el conductor exterior sea menor.

En el caso del campo magnético se produce una distribución de campo similar a la del campo eléctrico, pero como se preveía la dirección es circular en trono al conductor interior.

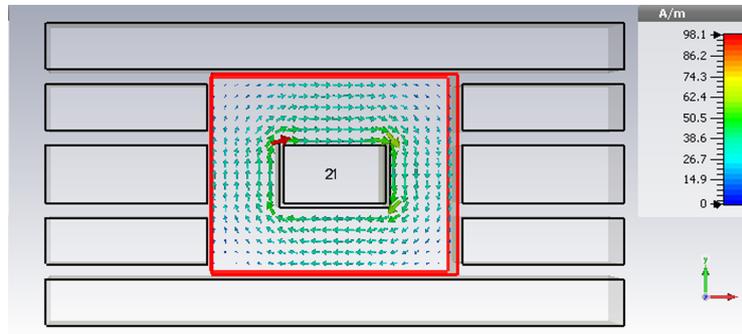


Figura 3.22: Distribución de campo magnético en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line

Sabiendo la relación entre corrientes y campo magnético podemos concluir que las corrientes se distribuirán de forma paralela a los conductores con sentidos opuestos en cada uno de ellos, de esta forma se crean unos lazos imaginarios de corrientes que explicarían los lazos de campo magnético perpendiculares. Esta conclusión puede observarse en la figura 3.23 donde además se aprecia una mayor concentración de corrientes en las esquinas del conductor interior.

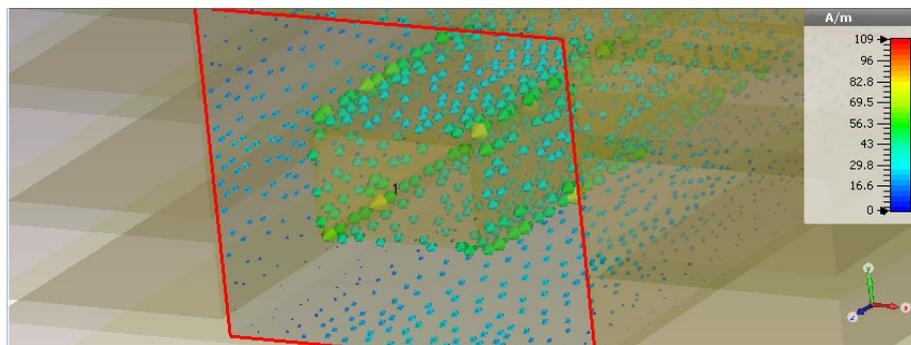


Figura 3.23: Distribución de corrientes en una guía Empty Substrate Integrated Coaxial Line

Estos resultados de campos y corrientes se han obtenido de un modelado de ESICL en el entorno de simulación CST, para una línea con los siguientes parámetros S.

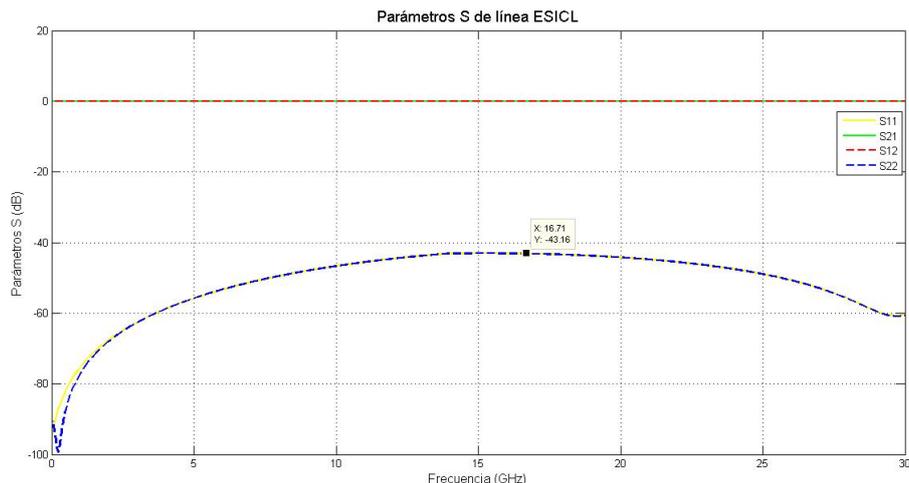


Figura 3.24: Parámetros S de línea Empty Substrate Integrated Coaxial Line

3.2. Coplanar con tierra vs microstrip

A la hora de diseñar circuitos de radiofrecuencia siempre se consideran los límites de fabricación, las dimensiones, la permitividad y la potencia, pero rara vez se cuestiona con la suficiente importancia el tipo de línea de transmisión a utilizar y eso que esta elección influye bastante en el resultado final. Llegados a este punto contamos con suficiente información como para seleccionar una línea de transmisión planar desde la que partir, aunque solo leyendo el título del proyecto es fácil saber cual fue seleccionada para tal cometido, es importante conocer los detalles que nos hicieron apostar por esta tecnología. ¿Qué diferencia a la coplanar de la microstrip?, ¿Qué ventajas y desventajas presentan cada línea?, ¿Cuál se adapta más a nuestra estructura de guiado final, la ESICL? En las siguientes líneas se presentará una comparativa de las características más importantes de estas líneas [16].

- **Versatilidad:** Analicemos en que línea es más fácil conseguir una impedancia de 50Ω o por lo menos cual cuenta con más grados de libertad:
 - MICROSTRIP: esta línea sólo cuenta con una tierra, por lo que los únicos parámetros de los que depende su impedancia son: la permitividad y altura del sustrato y el ancho de la tira activa, lo que supone un total de 3 grados de libertad. Sin embargo, concentra mucho una mayor parte del campo dentro el sustrato, lo que le dota de una mayor capacidad para conseguir impedancias altas o presentar un pequeño tamaño para impedancias de 50Ω .
 - COPLANAR: esta línea cuenta con 3 planos de tierra, los parámetros de los que depende su impedancia son: la permitividad y altura del sustrato, el ancho de la tira activa y la separación entre esta y las tierras superiores, un total de 4 grados de libertad, uno más que la línea microstrip. Pero concentra mucho menos el campo en el dieléctrico consiguiendo un ϵ_{ef} menor y por tanto una impedancia más pequeñas o dimensiones mayores para las misma impedancias.

Como se explicará después, la altura y permitividad de nuestro sustrato central, sobre el que se implementaran las líneas planares, depende fuertemente de la ESICL por lo que estos grados de libertad se verán limitados, este hecho unido a la posibilidad de conseguir dimensiones mayores y por tanto más manejables con nuestras herramientas de fabricación no profesionales, parecen dar ventaja a la coplanar.

- **Pérdidas:** El carácter abierto de la línea microstrip provoca unas pérdidas por radiación mayores que en el caso de la línea coplanar, donde los planos de tierra superiores aíslan mejor el campo.
- **Fabricación:**
 - MICROSTRIP: esta línea destaca por su simplicidad, su fabricación mediante fotolitografía es muy rápida y sencilla, sin embargo, su fabricación mediante fresado, aunque simple, es mucho más costosa, ya que obliga a eliminar gran parte de la capa superior de cobre de la PCB, aumentando los tiempos de fabricación y reduciendo considerablemente la vida útil de las fresas.
 - COPLANAR: aunque su fabricación es mucho más compleja ya que la separación entre la tira activa y las tierras superiores puede ser muy pequeña, el tiempo de fresado es ínfimo comparado con el tiempo empleado en la microstrip
- **Estabilidad:** en esta característica se analiza la sensibilidad de cada estructura a la fabricación, es decir, como de afectados se verán los resultados simulados por las imperfecciones del proceso de fabricación. Debido a que este proceso solo implica la eliminación de material conductor la mayor variación del modelo real con respecto al simulado se dará en los bordes de las tiras conductoras, cuyo perfil puede ser mucho más irregular del esperado. Como es obvio la línea coplanar se verá mucho más afectada por este proceso, ya que cuenta con bordes fresados en la tira activa en la tierras superiores, mientras que la línea microstrip solo cuenta con bordes fresados en la tira activa. En este ámbito la línea microstrip sale claramente ganadora, su estructura es mucho más estable frente a la fabricación

La elección dependerá de los objetivos fijados [17], si se busca una estructura con una mayor libertad de diseño y unas especificaciones altas se deberá seleccionar la línea coplanar, aunque se tendrá que aceptar una mayor desviación de los resultados reales con respecto a los simulados. Por otro lado, si se desea asegurar unos resultados simulados fiables, muy parecidos a los que posteriormente se obtendrán fabricando el dispositivo se tendrá que optar por una línea microstrip aceptando unas limitaciones de diseño mayores y peores especificaciones de guiado.

En este proyecto se ha decidido optar por el uso de la coplanar con tierra, no solo por sus mejores especificaciones de propagación, sino también, porque “eleva” el campo hacia una posición más acorde a los campos finales de la ESICL, lo que se traducirá en menores reflexiones en la transición. A cambio de este beneficio se tendrá que asumir su implementación más complicada.

3.3. Cristal Líquido

El objetivo final de este proyecto es facilitar el diseño de dispositivos de microondas sobre una línea de transmisión coaxial rellena de cristal líquido con el diseño de una transición de banda ancha entre esta línea y una línea CPWG, así como el estudio de viabilidad de su futura fabricación. Para comprender el por qué de este proyecto debemos saber qué es el cristal líquido, qué propiedades presenta a las frecuencias de interés y qué limitaciones impondrá en el diseño.

3.3.1. ¿Qué es el cristal líquido?

Cualquier sustancia puede presentar distintos estados o fases en relación a la fortaleza de sus uniones. En este apartado no se hablará de esta fuerza en sí, pero sí de sus efectos moleculares, concretamente de índices u ordenes de posición y orientación de moléculas

dentro de un compuesto, a mayor orden de posición sus moléculas tenderán a mantener su posición estática dentro del conjunto y a mayor orden de orientación las moléculas tenderán a orientar alguno de sus ejes en la misma dirección que sus vecinas.

1. **Sólido:** las moléculas de un sólido se encuentran fuertemente ligadas y unidas manteniendo un alto orden de posición, en el caso de los cristales también mantiene un alto orden de orientación.
2. **Líquido:** en este estado se han roto muchos de los enlaces intermoleculares del sólido, pero las moléculas continúan ligadas en cierto modo, manteniéndose próximas entre ellas, se presentan bajos ordenes de posición y orientación, ya que las moléculas se mueven y rotan con cierta libertad.
3. **Gas:** las moléculas se encuentran separadas viajando totalmente libres sin orden alguno.
4. **Plasma:** en estado gaseoso ciertos electrones se desprenden de los átomos quedando una masa de iones flotando libremente.

Ciertos materiales cuentan con otros estados, como en el caso de los cristales líquidos [18] que presentan un mayor índice de ordenación que los líquidos, pero menores que los sólidos, concretamente presentan bajos niveles de ordenación posicional lo que permite el movimiento de sus moléculas, pero mantienen un relativamente alto nivel de orientación. Las diferencias de niveles se pueden observar en el siguiente esquema.

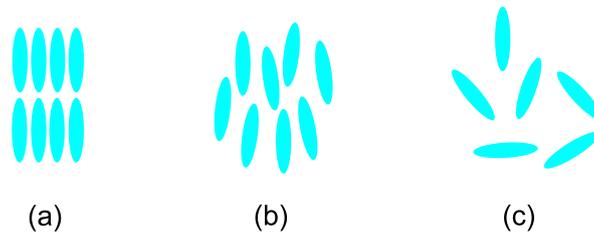


Figura 3.25: Esquema de niveles de posición y orientación en: (a) Sólidos, (b) Cristales Líquidos y (c) Líquidos

La peculiaridad de estos materiales se puede explicar fácilmente [18] si entendemos que las moléculas que los forman contienen una parte rígida que les ayuda a orientarse, al poder apoyarse unas sobre otras; esta se encuentra unida a partes flexibles que les facilita la movilidad para alinearse correctamente, por este motivo se suelen utilizar hidrocarburos ya que pueden sintetizarse tanto compuestos rígidos como flexibles de una manera sencilla [19].

3.3.2. Propiedades ópticas y electromagnéticas

La mayoría de las moléculas de los distintos cristales líquidos tienen en común que uno de sus ejes moleculares es muy distinto de los otros dos, esto crea una asimetría que a nivel óptico implica un índice de reflexión distinto en función de la alineación de la molécula con respecto a la dirección de propagación de la luz o en el caso de las frecuencias de microondas un cambio de permitividad eléctrica. La mayor ventaja de estos compuestos radica en la libertad de movimiento que presentan las moléculas, gracias a esta cualidad podremos manipular su dirección mediante una fuerza electromagnética pudiendo variar a voluntad las propiedades de permitividad del volumen. En la siguiente imagen se puede ver una molécula de cristal líquido sobre sus dos ejes de simetría, si la onda penetrara

por cualquiera de estos dos ejes se encontraría con dos permitividades muy distintas, la permitividad paralelo y la permitividad perpendicular, llamadas así por su dirección en relación con el eje mayor de la molécula. Si la onda se propaga en una dirección distinta a estos dos ejes la permitividad resultante se encontraría en un valor medio entre las dos permitivades extremo, gracias a esta cualidad y consiguiendo variar la orientación de la partícula conseguiríamos variar la permitividad del conjunto.

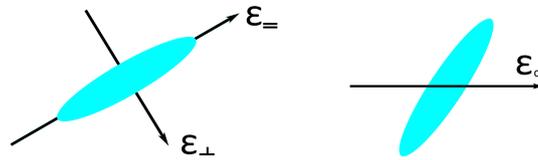


Figura 3.26: Permitividad eléctrica del cristal líquido en función de su orientación

3.3.3. Tipos de cristal líquido

Una manera de clasificar los distintos cristales líquidos [20] es su forma, para conseguir la anisotropía de índice de reflexión y permitividad uno de sus ejes moleculares es muy distinto al otro, esto implica formas de moléculas mucho más alargadas en una dirección que en otra dando como lugar dos tipos de cristal líquido:

- **Cristales líquidos calamíticos** o *Calamitic liquid crystals* [19] presentan forma cilíndrica alargada, es decir, su sección transversal es mucho menor que su sección longitudinal, esto permite que se alineen a lo largo de su sección rectangular, obteniendo volúmenes de cilindros horizontales. La parte rígida de estos cristales se suele colocar en una sección central de la molécula.
- **Cristales líquidos en forma de disco** [19] estos cristales líquidos también presentan forma cilíndrica, pero su sección transversal es mucho mayor que su sección rectangular, es decir, se asemejan más a una pastilla. Estos cristales líquidos presentan un disco central rígido alrededor del cual se disponen cadenas flexibles, se suelen orientar uno encima de otro apoyados sobre su sección circular.

Otra forma de clasificar los cristales líquidos es en función de la propiedad que les permite estar en este estado de la materia, en esta clasificación contamos con dos tipos:

- **Cristales termo-trópicos** o *thermotropic liquid crystals* [19] la presencia de estos estados en su fase de cristal líquido depende fuertemente de su temperatura, solo en cierto rango de temperatura las moléculas ganan suficiente libertad de movimiento sin perder orden de orientación.
- **Cristales hidro-fóbicos** [19] estos cristales líquidos presentan una componente hidro-fóbica, es decir, en presencia del agua se generan fuerzas que tienden a separarla de ella. Gracias a estas fuerzas la presencia de moléculas junto a agua tiende a juntar todas estas partes hidro-fóbicas impidiendo su contacto con el agua, así se consigue un alto orden de orientación. En estos materiales la concentración del cristal en su disolución con agua es igual de importante que la temperatura para los termotrópicos.

3.3.4. Fases de cristales líquidos termo-trópicos

El nivel de ordenación espacial y de orientación de las moléculas de estos materiales depende fuertemente de la temperatura y se pueden organizar en 4 fases en función de estos niveles y la forma de sus moléculas [19].

- **Fase nemática (Nematic phase):** es la fase deseable para aprovechar las propiedades de estos materiales, en esta fase las moléculas no presentan un alto orden posicional pero tienden a orientarse a lo largo de una misma dirección.
- **Fase esmética (Smectic phase):** en esta fase las moléculas mantienen un alto orden de orientación pero tienden a alinearse por capas o planos, el movimiento de las moléculas también se suele limitar dentro de estos planos.

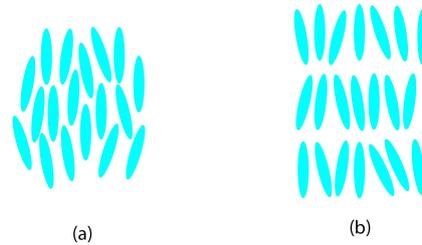


Figura 3.27: Orientación y posición de moléculas en cristales líquidos termotrópicos según su fase: (a) Nematic phase, (b) Smectic phase

- **Fase colestérica o quiral nemática (Cholesteric o Chiral nematic phase):** este estado se da en cristales que contengan una molécula con la propiedad de quiralidad, es decir, no superponible con su imagen especular. Esto provoca fuerzas intermoleculares que favorecen el alineamiento evolucionando desde un ángulo y evolucionan hacia otro, algo así como una espiral.
- **Fase de columnas (Columnar phase):** esta fase se da en cristales con moléculas en forma de disco, en esta fase tienden a posicionarse en columnas separadas.

3.3.5. Cristales líquidos calamíticos en fase nemática

Analizando las características de los cristales descritos llega la hora de elegir un candidato para nuestro dispositivo, se ha decidido desechar los materiales hidro-fóbicos para evitar la oxidación de los metales usados, así que solo queda elegir entre la forma de las moléculas de cristales termo-trópicos dentro de los cuales destaca por su facilidad de compra los calamíticos o cristales con forma cilindro. Las moléculas de estos cristales líquidos suelen contar con un cuerpo o núcleo sólido unido a una cadena flexible y puede contener o no un grupo terminal si se necesita para compensar enlaces [18]. El cristal líquido seleccionado para su análisis en futuras implementaciones se conoce como QYPDLC-7 y presenta una variación de permitividad eléctrica relativa entre 2,4 y 3,2 y un precio de 50 \$/g



Figura 3.28: Estructura típica de los cristales conocidos como: calamitic liquid crystals

Para conseguir variar la permitividad eléctrica tal y como se pretende, debemos conseguir un fuerte alineamiento de las moléculas. Podemos ayudar a mejorar esta alineación natural impregnando el soporte que contendrá el cristal líquido con un polímero sobre el que se crean surcos para facilitar que los pequeños cilindros se asienten horizontalmente, pero aún tenemos que conseguir moverlos de forma gradual para variar su permitividad. Esto se consigue utilizando núcleos con una alta movilidad de carga para conseguir inducir cargas eléctricas mediante la aplicación de un campo eléctrico de baja frecuencia, sobre los 100 Hz, de esta forma las moléculas se consiguen alinear sin permitir que el movimiento de carga se estabilice provocando su desalineación, esto creará fuerzas electrostáticas que moverán la molécula.

En la siguiente figura se puede observar la creación de cargas en el núcleo de la molécula al aplicar un campo eléctrico, si la molécula se encuentra girada con respecto a este campo se inducirá una fuerza electrostática que la orientará en la dirección del campo, variando así su orientación, dado que la onda siempre se propagará en la misma dirección, el cambio de orientación de las moléculas impondrá un campo en la permitividad apreciada por la onda

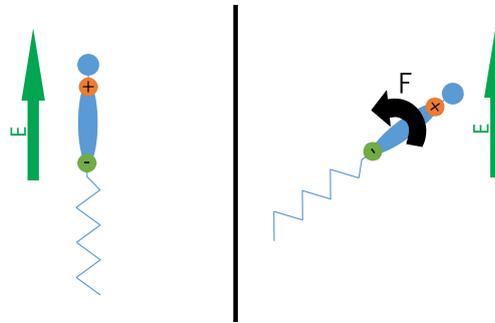


Figura 3.29: Polarización de una molécula aislada de cristal líquido

Sin embargo, en una agrupación densa de partículas, como la que se dará en la estructura de estudio las moléculas se estorban entre sí, y las paredes surcadas cumplen su función de orientar las moléculas incluso con la presencia del campo eléctrico, por lo que la orientación en la dirección del campo estático inducido se realizará de manera progresiva conforme nos alejamos de las paredes. Puede parecer que cuanto mayor sea la separación entre paredes mayor será la orientación en su parte central, pero esto impone otra limitación, ya que el voltaje necesario para crear un campo lo suficientemente grande como para mover las moléculas se ve incrementado y mucho en función de la separación entre los conductores, así nos encontramos ante dos variables sobre las que habrá que encontrar un compromiso.

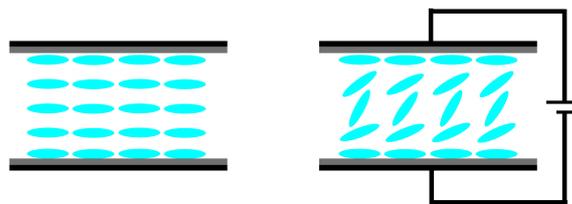


Figura 3.30: Polarización de las moléculas de cristal líquido

3.4. Soporte material

En los últimos años los diseños de microondas están tendiendo al uso de Printed Circuit Boards o PCBs como soporte para la implementación de sus circuitos. En este ámbito la PCB cumple tres funciones básicas: sirve como soporte mecánico al resto de elementos (componentes, conectores ...), proporciona interconexión eléctrica entre los componentes y gracias a las altas frecuencias de trabajo permite implementar componentes distribuidos en líneas de transmisión implementadas sobre su estructura.

Las PCBs están compuestas por dos láminas de material metálico, normalmente cobre situadas sobre un núcleo de material dieléctrico.

- **Metalizado o CU clad:** no es más que el metalizado realizado sobre el sustrato dieléctrico soporte. Las PCBs comerciales disponen de una serie de espesores estándares, medidos en términos de peso y expresados en unidades imperiales: onzas por pulgada cuadrada, también suelen indicar el método con el que se ha aplicado esta capa de metalización mediante el uso de siglas. Estas dimensiones y técnicas son un elemento a tener en cuenta a la hora de diseñar, ya que en función del espesor y método de aplicación del cobre su resistencia al capado o pelado será distinta, nadie quiere perder todo el cobre tras horas de diseño y fabricación en la fase final de lijado.

Un diseñador novel puede encontrarse en problemas si desconoce la expresión comercial de los espesores o el método de deposición del material, por ello he preparado una pequeña tabla en la que se resumen los espesores más usados por los fabricantes junto a su equivalencia en unidades del sistema internacional.

Unidades imperiales	Expresión técnica	Unidades sistema internacional
1/4 oz	.25TC/.25TC	9 μm
1/2 oz	.5E/.5E y .5TC/.5TC	17 μm
1 oz	1E/1E y 1TC/TC	35 μm
2 oz	2E/2E	70 μm

Tabla 3.1: Espesor de metalizados de fábrica

Aunque la mayoría de metalizaciones se realiza mediante electrodeposición simple, indicado con la letra E, existen ciertas aplicaciones donde se deben aplicar tratamientos especiales al cobre antes o después de la electrodeposición, estos tratamientos pueden incluir solo resistencia al óxido o incluso resistencia al atacado químico, en estos casos se emplea: TC, H, S, dependiendo del tratamiento realizado.

- **Núcleo dieléctrico:** en este ámbito se usan materiales muy diversos y aunque el objetivo básico de variar los materiales es la obtención de diferentes permitividades eléctricas es importante tener en cuenta otras características secundarias como: resistencia mecánica o térmica, pretratamientos para metalizados o fresados ... De entre todos los materiales usados destacan los siguientes, por su amplia utilización y comercialización:
 1. **Epoxy retardante del fuego o FR4** por sus siglas en inglés Fire Retardant Epoxy, se suele usar en electrónica analógica o aplicaciones de microondas simples debido a su bajo precio. Puede usarse en aplicaciones de microondas de altas prestaciones como soporte mecánico o tapa de algunos diseños.
 2. **Hidrocarburos cerámicos** como la serie RO4000 y TMM de la marca *Rogers*, estos últimos necesitan un pretratamiento de las zonas dieléctricas a metalizar

lo que unido a su precio mayor, nos decanta hacia el uso la serie RO4000 por su mayor estabilidad térmica y simplicidad de metalizado.

ε_r	2.55	3.4	6.15	9.2	9.8	12.8
RO4000	✓	✓	✓	✗	✗	✗
TMM	✗	✓	✓	✓	✓	✓

Tabla 3.2: Permitividad relativa RO4000 y TMM

3. **PTFE (random glass or ceramic)** como los de la serie RT/Duroid de *Rogers*, presentan unas pérdidas muy bajas, pero sus constantes dieléctricas son muy bajas, son muy resistentes y aguantan altos cambios de temperatura ya que están pensados para aplicaciones aeronáuticas. Necesita un pretratamiento de lavado de agujeros y cortes antes de su metalización, ya que el sustrato se suele fusionar con los desperdicios en el proceso de fresado además de presentar una superficie extremadamente antiadherente que repele el metalizado.

RT/Duroid ε_r	2	3	6.15	10.2
---------------------------	---	---	------	------

Tabla 3.3: Permitividad relativa RT/Duroid

4. **Fibra de vidrio** como la serie DiClad de *Rogers* presentan baja constante dieléctrica relativa (cercana a 2) cuya rigidez los hace especialmente útiles para la fabricación de antenas o arrays.

Estos núcleos se comercializan con una pequeña variedad de espesores que pueden partir desde $100\mu m$ hasta $2mm$ con saltos del alrededor de $100\mu m$, es conveniente analizar la hoja de catálogo de cada material, porque las dimensiones varían ligeramente de uno a otro, así un sustrato cercano a las 600 micras de la familia RO4000 sería de $610\mu m$ mientras que en la familia RO3000 sería de $640\mu m$. También hay que tener en cuenta que no todos estos espesores se encuentran disponibles para todas las familias, y que varían incluso entre miembros de la misma familia, por lo que es obligatorio buscar este dato.

Capítulo 4

Diseño

Aunque a lo largo de nuestros estudios de grado y máster se ha hecho mayor hincapié en el diseño que en la fabricación, ambos procesos aparecen unidos y se realimentan en cualquier aplicación industrial. Se tiene que diseñar para fabricar y fabricar para rediseñar, se necesita un estudio exhaustivo del proceso de fabricación para comprobar las limitaciones del diseño, así como una técnica de fabricación capaz de llevar esos diseños planos a la realidad y un análisis paralelo a estos dos procesos que aporte retroalimentación para la mejora de todas las fases. Por ello se ha realizado un amplio estudio de las técnicas y procesos de fabricación en paralelo al diseño de los dispositivos.

4.1. Proceso de diseño

Durante la etapa de familiarización con el software de simulación no tardé mucho en darme cuenta de la necesidad de conseguir una metodología de diseño lo más limpia y ordenada posible, los pequeños detalles que se pueden escapar con una ejecución caótica como la mala definición de puertos o condiciones de contorno, pueden devolver simulaciones con resultados falsos que pueden retrasar el proyecto desde horas hasta semanas. Es muy importante no solo conocer bien cada uno de los parámetros y métodos de simulación, sino también hacer uso de mecánicas de trabajo ordenadas, ya que muchos de los errores no se producen por falta de conocimiento, sino por falta de atención y organización. Durante el proceso de bibliografía y estudio teórico tuve la suerte de encontrar magníficas referencias bibliográficas tanto teóricas como prácticas, en este último caso destaca el libro *Transmission Line Design Handbook* [11], donde se exponen de manera simple parámetros de diseño de distintas líneas de transmisión, pero si algo me llamó la atención fue su diagrama de flujo de diseño, al que me he atrevido a añadir algún punto.

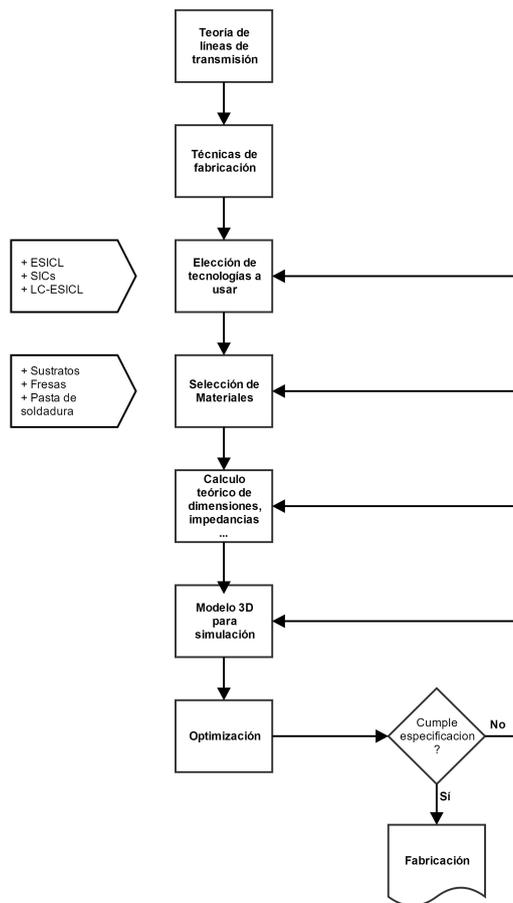


Figura 4.1: Proceso de diseño

Como se puede observar el proceso de diseño comienza con una etapa de aprendizaje donde se adquieren los conocimientos básicos que he intentado resumir en los apartados anteriores. Una vez aprendidos los conceptos teóricos se realiza un análisis de los procesos de fabricación con la intención de conocer las limitaciones que este impondrá a la estructura de los dispositivos. Una vez contamos con todos los conocimientos necesarios para el diseño y fabricación hemos de considerar todas las tecnologías de guiado sobre las que se puede implementar nuestros dispositivos y seleccionar un soporte o sustrato sobre el que fabricarlo. Conociendo las líneas de transmisión que usar y los sustratos y materiales podemos realizar un cálculo teórico de las impedancias de cada línea así como de las dimensiones necesarias para la fabricación de elementos distribuidos, si el diseño cuenta con alguno, así como la posible distribución de elementos concentrados. Llegados a este punto se puede realizar un modelo 3D sobre el que trabajar con una herramienta de simulación con la que conseguiremos optimizar los parámetros calculados de manera aproximada en el paso anterior, cuando la simulación cumpla las especificaciones se podrá fabricar una serie de prototipos para su análisis. estos prototipos diseñados se medirán y rediseñarán si no cumplen las especificaciones

En los siguientes apartados se introducirán las estructuras de guiado que conformarán la transición, no se pretende introducir resultados numéricos, solo una breve descripción de la transición, ya que sin un estudio de los mecanismos de fabricación no estaremos capacitados para diseñar correctamente una transición implementable.

4.2. Estructura a diseñar

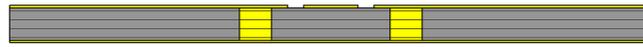
4.2.1. Consideraciones básicas

El objetivo de una transición no es otro que acoplar los campos electromagnéticos entre dos tecnologías de guiado, disminuyendo las reflexiones al mínimo en su frontera y aumentando la transmisión al máximo a lo largo del mayor ancho de banda posible. Idealmente la transición debería mostrar un coeficiente de reflexión de $-\infty$ dB lo que implicaría una transmisión de potencia absoluta entre las dos líneas de transmisión. Por razones obvias este caso es imposible por lo que se ha de fijar unas especificaciones mínimas a cumplir en cada una de las estructuras y del conjunto del dispositivo que forma la propia transición.

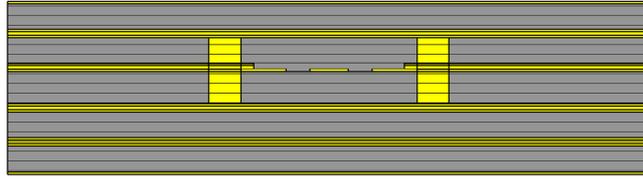
- Especificaciones de cada una de las estructuras:
 1. Las distintas líneas de transmisión usadas han de contar con una impedancia características de 50Ω lo que permitirá una transferencia máxima de potencia tanto entre cada uno de ellos como con otros dispositivos de microondas, ya que este valor se considera un estándar.
 2. Las dimensiones de diseño tendrán en cuenta las limitaciones físicas que imponen los materiales usados para su diseño, esto implica: altura, permitividad y resistencia mecánica de sustratos comerciales, fresados mínimos según diámetro de fresas, metalizados acordes con la realidad ...
 3. Las distintas líneas de transmisión se usaran solo en su rango monomodo aunque este parámetro limite el ancho de banda de funcionamiento de la transición ya que sino se producirían transvases de energía entre los distintos modos, repercutiendo en efectos negativos sobre las señales que transporta la alta frecuencia.
- Especificaciones referentes a la transición:
 1. El coeficiente de reflexión de la transición se situará por debajo de -20 dB, este resultado será uno de los limitantes del ancho de banda de trabajo.
 2. Las pérdidas de transmisión se deberán disminuir al mínimo posible.
 3. La transición deberá confinar el campo al máximo.
 4. La transición ha de poder implementarse en el mismo sustrato que la línea de transmisión de alimentación, de no ser así se deberán realizar los cambios oportunos, aunque con ellos se degraden las especificaciones electromagnéticas.

4.2.2. Partes de la estructura

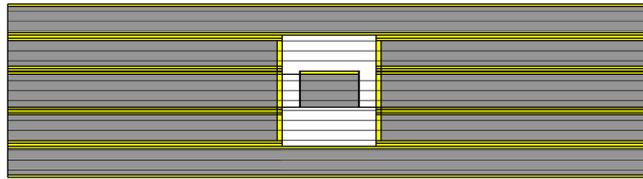
Atendiendo a estos parámetros se puede analizar una de las transiciones históricamente usadas para la alimentación de coaxiales cuadrados, aunque la implantación de esta estructura es antigua y la mayoría de sus transiciones parten de una guía de onda rectangular o hacen uso de conectores, existe una referencia a la alimentación del coaxial cuadrado mediante una coplanar tapada. De hecho, fue esta aplicación de la coplanar tapada la que impulso su estudio teórico. Así nuestra estructura completa partiría de una coplanar abierta, alimentando a una coplanar tapada, a la que seguiría la transición propiamente dicha, una estructura parecida a una línea de transmisión triplaca encapsulada por sus extremos, a la que seguiría la ESICL. En las siguientes imágenes 4.2 se puede observar una sección transversal de cada una de estas estructuras implementadas sobre sustratos apilados:



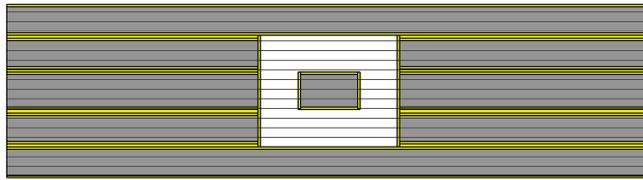
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.2: Secciones de los elementos de transición: (a) Coplanar, (b) Coplanar tapada, (c) transición y (d) ESICL.

Como se puede observar estas estructuras se encuentran conformadas en una agrupación de 5 sustratos apilados, a los que me referiré a partir de ahora por su orden descendente (arriba a abajo) y que pueden observarse separados en las siguientes imágenes, donde se muestran las 5 capas de una transición desde coplanar con tierra a ESICL acabada en circuito abierto:

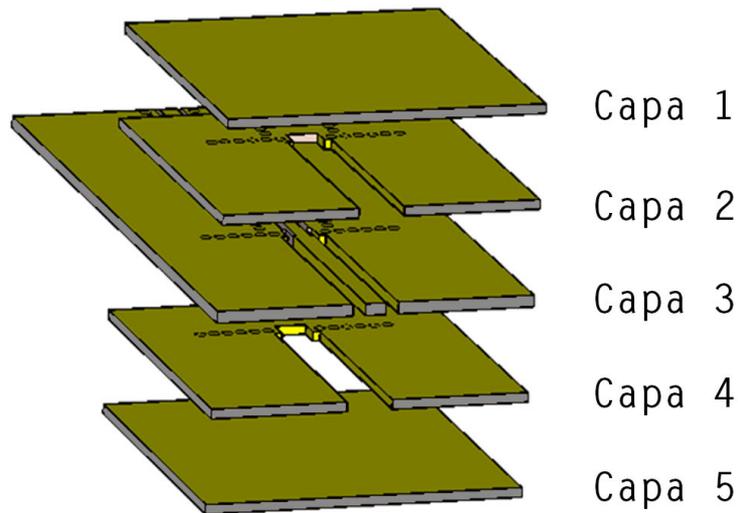


Figura 4.3: Perspectiva de transición

Como se aprecia en la figura, tanto la estructura de la línea ESICL como la transición se encuentran integradas en el mismo sustrato que la línea coplanar (Capa 3), este hecho supone una ventaja de diseño, fabricación y futura comercialización, ya que los dispositivos fabricados en ESICL podrán integrarse directamente en diseños planares sin necesidad de conectores. El resto de capas cumplen unas funciones “menores” comparadas con esta capa 3, donde se sitúan las estructuras críticas de nuestra tecnología de guiado: el activo de las líneas coplanares, transición y ESICL. Las capa 1 y 5 simplemente desempeñan su función de tapa, aportando una de sus caras de cobre para conformar una cara del conductor externo. La capa 3 conforma la tapa de la coplanar con tapa y parte de cavidad que conforma el GAP y parte de la pared vertical de la ESICL y la transición, mientras que la capa 4, siendo simétrica en la parte de transición + ESICL no cumple ninguna función en la coplanar con tapa.

Para comprender mejor las peculiaridades y funciones de cada capa analizaremos cada una de ellas en detalle:

1. **Capa 1:** esta capa solo aporta su plano conductor inferior para conformar el plano de masa superior de la línea ESICL, su diseño y fabricación es muy sencilla y se pueden utilizar sustratos de baja calidad para ahorrar dinero, ya que el campo no se propagará por su interior. Es conveniente usar un sustrato grueso para añadir resistencia mecánica a la estructura.

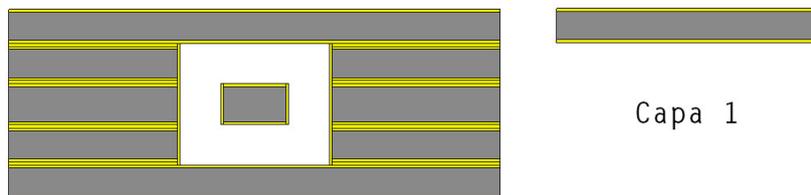


Figura 4.4: ESICL con su capa 1 resaltada

2. **Capa 2:** esta capa conforma una cavidad superior para la ESICL creando dos paredes verticales conductoras, a la vez que encapsula la parte superior de la coplanar tapada mediante su metalizado superior y gracias a la creación de vías laterales metalizadas.

En la siguiente imagen se resaltan las partes más importantes emplazadas en la capa 2, sobre una imagen de la transición sin las tapas.

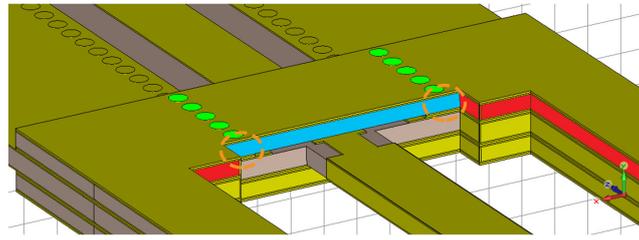


Figura 4.5: Perspectiva de transición con detalle en capa 2

se pueden observar las vías de la coplanar tapada que traspasan la capa 2 y 3 (en verde), la necesidad de dejar la parte superior de la coplanar tapada sin metalizar (en azul) y las metalizaciones necesarias para conformar las paredes vertical de la ESICL y la transición (en rojo). Señaladas con un círculo discontinuo naranja, se encuentra una zona crítica, para conseguir un confinamiento del campo perfecto el espaciado entre la metalización y la última vía ha de ser muy pequeño, según el ancho entre vías y entre paredes de la transición es posible que se necesite cierta metalización.

3. **Capa 3:** Esta capa es sin duda la más importante ya que alberga el conductor activo de todas las líneas de transmisión, en la siguiente imagen se pueden observar los detalles más importantes:

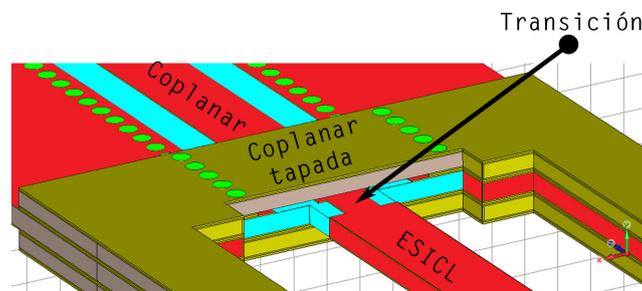


Figura 4.6: Perspectiva de transición con detalle en capa 3

En rojo se pueden ver las metalizaciones más importantes, en verde las vías de la coplanar y de la coplanar tapada, que han de continuar en esta capa, en azul la parte baja de la coplanar tapada, que tiene que permanecer sin metalizar dado que parte del campo se propaga por esta zona. También se aprecian las mismas zonas conflictivas que en la capa 3, pero ahora con el detalle del conductor interior, que solo se sustenta por su unión de sustrato en esta capa. Esta unión es mecánicamente muy débil, y nos limitará la altura mínima del sustrato y el ancho mínimo del conductor activo de la ESICL.

4. **Capa 4:** esta capa es bastante más sencilla que las anteriores, no presenta vías y por el interior de sus sustrato no se propaga el campo, solo aporta paredes verticales para conformar los conductores exteriores de tierra de la ESICL. En la siguiente imagen se pueden apreciar sus partes más importantes:

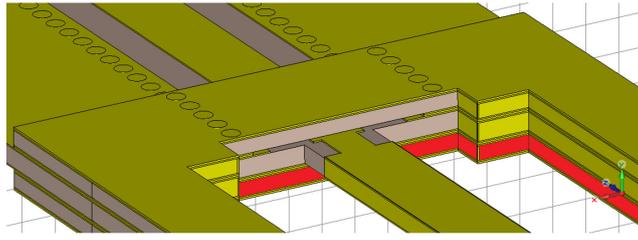


Figura 4.7: Perspectiva de transición con detalle en capa 4

Como se puede apreciar, la pared situada en la parte inferior de la transición, no solo se metaliza, a diferencia que en las capas superiores, sino que no hacerlo sería contraproducente, ya que el campo podría propagarse a través de este sustrato escapando de nuestras líneas.

5. **Capa 5:** al igual que la capa 1 solo aporta su plano conductor superior para conformar el conductor inferior de masa de la línea ESICL y la transición.

4.2.3. Procesos de fabricación a tener en cuenta

Las estructuras de las figuras anteriores se consiguen mediante el fresado, corte y metalizado de diferentes PCBs, analizaremos estos procesos necesarios con el objetivo de encontrar y mejorar puntos débiles de diseño, ya que se tendrá que modificar la estructura típica debido a las peculiaridades y limitaciones impuestas por el cristal líquido. En las siguientes líneas se representarán planos de fabricación, donde el color amarillo representa cobre intacto, el verde vías metalizadas, las áreas azules son áreas a despejar de cobre y las áreas rojas áreas a cortar. Es importante saber que en ningún caso se pueden interpretar como planos fieles sobre los que trabajar, ya que estos se introducirán en posteriores secciones de esta misma memoria, son simples representaciones gráficas que servirán de ayuda para comprender la estructura diseñada.

- **Capa 1 y 5:** estas capas no necesitan una mayor explicación, simplemente serán un rectángulo de material.
- **Capa 3:** Sobre esta capa se realizan modificaciones de todo tipo, cortes, vías y borrado de cobre (tanto en capa Top como en capa Bottom)

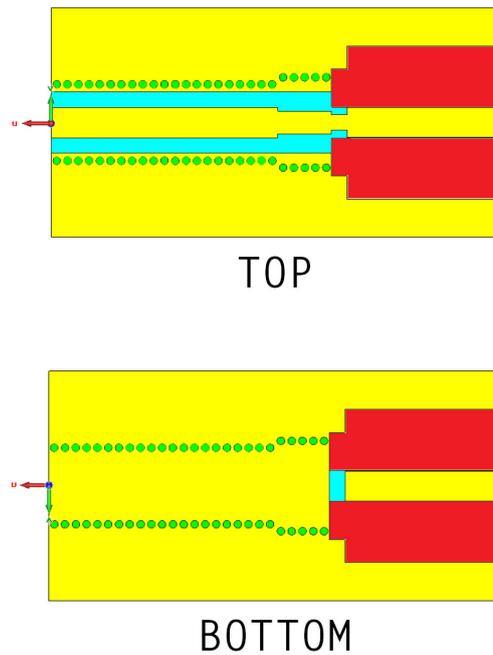


Figura 4.8: Caras TOP y BOTTOM de la capa 3

Sin duda representa la capa más importante de todo el proyecto, donde se realizan las vías tanto de la línea coplanar como de su respectiva versión tapada, se realizan los cortes necesarios para separar el conductor activo de la parte de tierra de la ESICL, así como los borrados necesarios para conseguir lo propio en el resto de líneas (eliminaciones de cobre, en azul, de la capa TOP).

Si embargo, la parte más conflictiva no es otra que la unión del conductor interior de la línea ESICL con el resto de la estructura debido a su debilidad mecánica, que por si fuera poco presenta un borrado de cobre importante en su parte inferior, un borrado imprescindible, ya que de otro modo se crearía un cortocircuito entre el conductor activo de la ESICL y la tierra de la coplanar tapada. Desde el punto de vista de rigidez estructural lo más conveniente sería un conductor interior de ESICL con la mayor sección posible, pero si se busca un espaciado entre conductores pequeño, para conseguir una impedancia característica adecuada el conductor interior también deberá presentar una sección pequeña, por lo que se tendrán que buscar otras formas de aumentar la resistencia estructural del diseño

Con el objetivo de aumentar el grado de resistencia estructural del conductor interior se presentaron las siguientes ideas:

1. La creación de puntos de anclaje creados con el propio sustrato entre el conductor activo y la tierra de la misma capa a lo largo de su eje z , esto crearía puentes de unión entre ambos conductores, aumentando muchísimo la resistencia mecánica de la estructura y evitando efectos de rotación o comado del conductor interior, sin embargo, los puntos donde se unen estos puentes a los conductores debería estar metalizados, cosa que ahora no se podría realizar y cuyo efecto se podría paliar con la colocación de vías en puntos cercanos, tal y como puede observarse en la imagen.

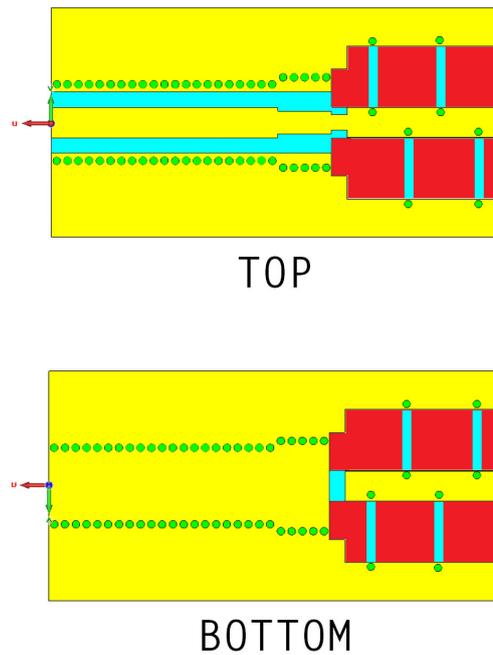


Figura 4.9: Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 2

Con los estudios de impedancia que se realizaron posteriormente se desechó esta idea, ya que el ancho del conductor interno sería demasiado pequeño como para realizar vías, ya que debilitaríamos aún más la estructura.

2. Una opción que surgió en paralelo con la anterior sería la eliminación de los cortes en la capa 3, es decir, sobre las capas 2 y 4 sí se realizarían cortes para su posterior llenado de cristal líquido, pero en la capa 3 solo se eliminaría el cobre de ambas caras y se realizarían vías para simular las paredes verticales del conductor interior. Esta opción es sin duda la más estable, ya que si el conductor interior ha de ser muy fino se pueden realizar vías del diámetro necesario e introducir sólo una fila para implementar ambas paredes verticales. Sin embargo, una de las 3 capas que conforman el dieléctrico del coaxial cuadrado presenta una permitividad distinta a las otras (pasaríamos a contar con un dieléctrico no homogéneo), en el caso de la una ESICL puede que esto no suponga un cambio demasiado apreciable, pero se ha de recordar que en el caso de una ESICL con cristal líquido la permitividad variaría solo en aquellas zonas donde exista este material. Por esta razón se abandonó esta implementación

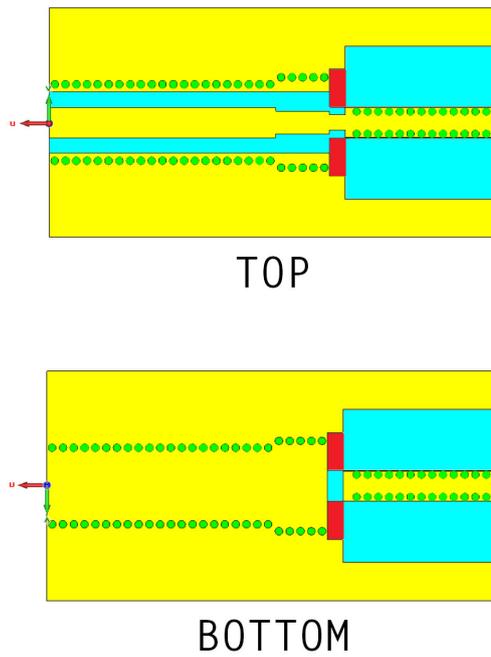


Figura 4.10: Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 3

3. Una última opción sería eliminar los cortes solo en la sección de la transición, ya que esta presenta sendos borrados de cobre en ambas capas, de esta forma el conductor activo pasa a apoyarse en toda la superficie del conductor interior de la ESICL que no solo presenta cobre en su capa superior e inferior, sino también en sus paredes verticales, añadiendo rigidez.

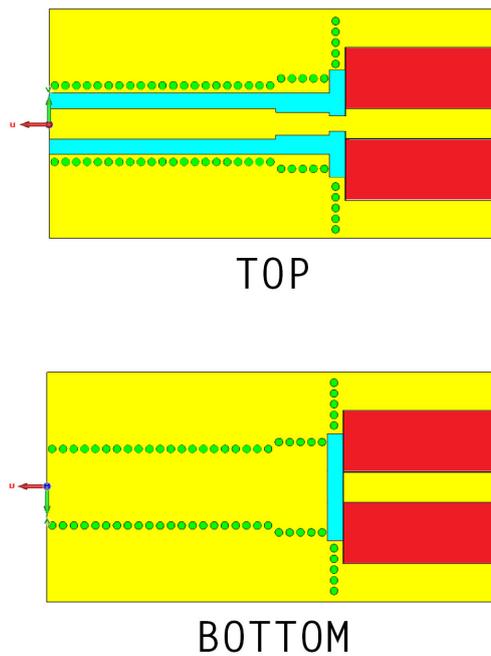


Figura 4.11: Caras TOP y BOTTOM de la capa 3 versión 4

Con este diseño las paredes metalizadas de la tierra en la sección de la transición son sustituidas por vías metalizadas, que no afectan a la rigidez estructural del dispositivo. Por otro lado aunque en las capas 2 y 4 si se realiza el corte a la altura de la transición las paredes metálicas pueden ser sustituidas también por vías si así se desea.

Para los diseños de este proyecto se ha optado por esta última configuración, ya que los efectos indeseados de dieléctrico inhomogéneo son mínimos, las vías son realizables y aunque parezca mentira su aporte de rigidez es considerable.

- **Capa 2:** la capa dos presenta vías para conformar la conexión de la tierra superior de la coplanar con tapa, y para conformar la pared de la transición si así se desea, tal y como se ha indicado en el apartado interior.

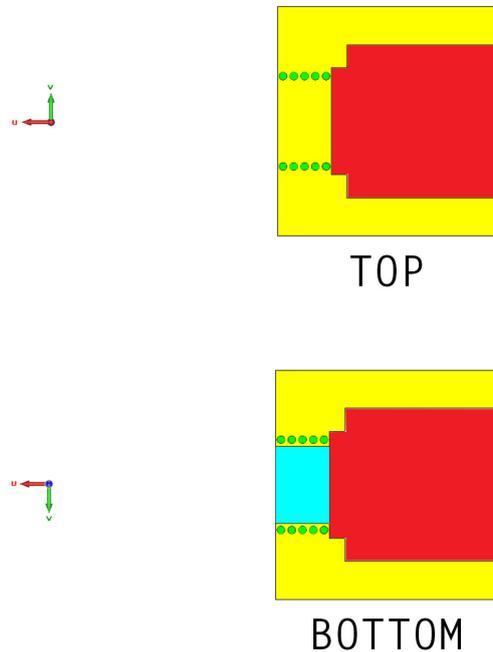


Figura 4.12: Caras TOP y BOTTOM de la capa 2

Por otro lado presenta un borrado de cobre en su cara Bottom que permite la propagación del campo electromagnético.

- **Capa 4:** esta capa sólo presenta cortes con paredes metalizadas, aunque, según el diseño, las metalizaciones de las capas más pegadas a la transición se pueden implementar con vías metalizadas.

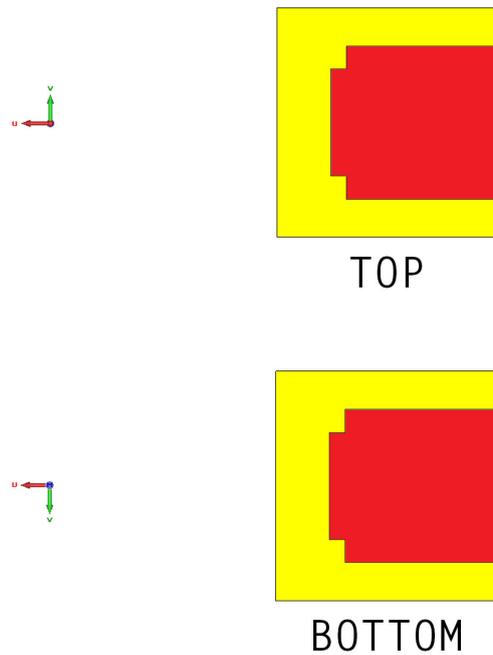


Figura 4.13: Caras TOP y BOTTOM de la capa 4

Se puede observar la evolución temporal del campo a lo largo de la estructura en la siguiente imagen, donde se representa la propagación del campo eléctrico con una estimulación cosenoidal.

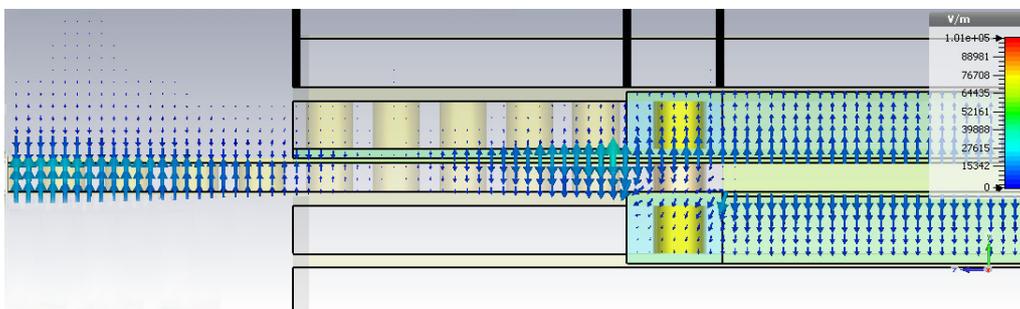


Figura 4.14: Campo eléctrico propagándose por la transición

4.3. Diseño mediante CST

El diseño mediante este tipo de softwares se realiza en 3 etapas: una primera etapa de modelado donde se parametrizan las estructuras y materiales que conforman el diseño, una segunda etapa de simulación donde se calculan los parámetros S y campos de la estructura y una última fase de optimización y análisis donde se realizan pequeños ajustes de ciertos parámetros.

4.3.1. Modelado

En este software, al igual que en otros del mismo tipo, el modelado se realiza sobre componentes (Componets) que representan “cajones” dentro de los que se agrupan formas

sencillas de diferentes materiales. Para la definición de estas formas se cuentan con: cubos, esferas, conos, toroides, cilindros y poligonos libres extruibles, que se pueden sumar, sustraer, intersectar, insertar, mover, girar, doblar o realizar imágenes especulares para conformar figuras más complejas. El diseñador ha de ser capaz de parametrizar a la perfección su estructura con todas estas formas y transformaciones, a las que se les asignará las propiedades eléctricas del material necesario.

4.3.2. Simulación

Una vez modelada la estructura llega la hora de obtener sus parámetros de transmisión, para ello primero se han de definir los puertos o áreas desde las que se estimularán los campos necesarios para la propagación de los distintos modos. El puerto ha de abarcar el área por el que se propagará la totalidad o al menos una amplia parte del campo, en líneas de transmisión donde se confina la totalidad del campo es fácil identificar esta zona, pero en líneas de transmisión más abiertas como la microstrip es más difícil, ya que se necesita albergar el suficiente campo como para calcular la impedancia característica con un error menor al 1%, por ello existen normas e incluso scripts para calcular la extensión de los puertos:

- **Microstrip y stripline:** en esta caso CST cuenta con un script que calcula el parámetro de extensión del puerto para el correcto calculo de la impedancia, como se puede observar en la imagen, en el caso de la microstrip, el plano se asienta sobre el plano de masa y se encuentra centrado con respecto a la tira activa.

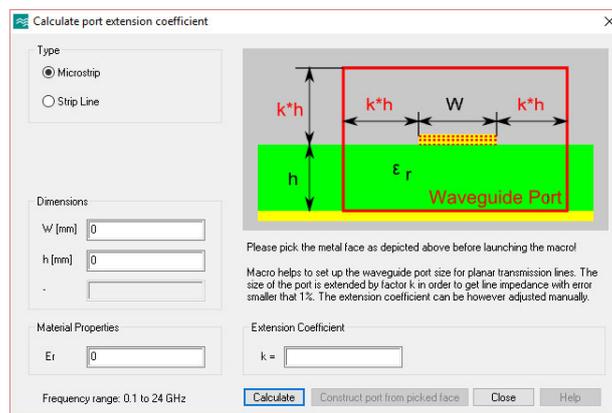


Figura 4.15: Extensión de puerto en línea microstrip en CST

- **Coplanar y coplanar con tierra:** en este caso no se cuenta con ninguna ayuda automática pero se han de seguir las siguientes normas:
 - La forma del puerto ha de ser rectangular, su anchura no puede ser menor de tres veces el espaciado entre tierras superiores y su altura no inferior a cuatro veces la altura del sustrato.
 - El puerto ha de estar centrado horizontalmente con respecto a la tira activa, en el caso de la coplanar con tierra inferior, el plano ha de posarse sobre esta, sin llegar a contenerla, en el caso de la coplanar sin plano inferior de tierra el plano deberá estar centrado verticalmente con la tira activa. Si aplicando estas consideraciones el puerto no llega a asentarse en alguna de las tierras, tanto inferior como superiores, se deberá de extender hasta que lo haga, teniendo en cuenta que ni la dimensión vertical ni la horizontal de este pueden exceder la mitad de la longitud de onda.

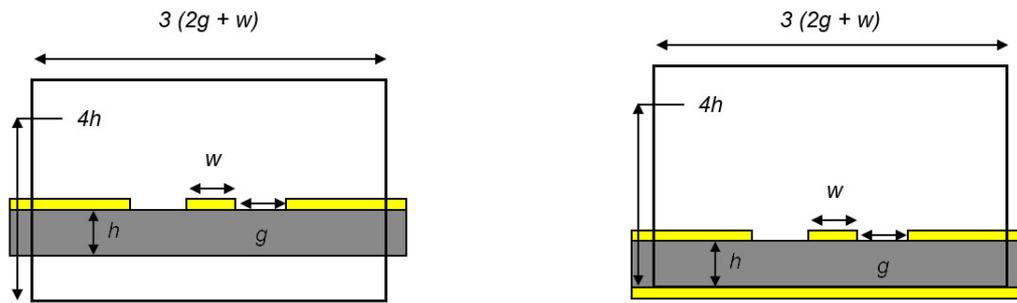


Figura 4.16: Extensión de puerto en líneas coplanares en CST

Tras la definición de estos puertos se ha de definir el rango de frecuencias de análisis, el material de relleno o background y las condiciones de contorno que aunque son parámetros importante no pretendo entrar en detalles, ya que no son el objetivo de este proyecto.

Una vez definidos todos estos parámetros se tiene que seleccionar un método de análisis numérico de entre los siguientes:

- Time Domain Solver: especialmente útil para la simulación de elementos resonantes.
- Frequency Domain Solver: una método de amplio espectro que quizás se quede corto en muy altas frecuencias.
- Integral Equation: útil para dispositivos grandes o muy altas frecuencias.
- Asymptotic solver: útil para dispositivos grandes o muy altas frecuencias.

En nuestro caso, dado el pequeño tamaño de las estructuras en relación con la longitud de onda se ha decidido usar el método Frequency Domain Solver, donde es muy importante aumentar el número máximo de iteraciones de mallado o mesh, del valor de serie, solo 8, a un número mayor de 40, a la vez que se elimina el límite de crecimiento de elementos de mesh del 30%.

Tras estos ajustes podremos obtener unos resultado acordes con la realidad, existen otros muxhos parámetros de simulación, pero su ajuste no se traduce en mejores o peores resultados, sino en simulaciones más cortas, por lo que no son tan importantes.

Capítulo 5

Fabricación

La fabricación de los dispositivos diseñados supone uno de los pasos más importantes de un proyecto, una mala fabricación supone una pérdida de tiempo y dinero y a pesar de esto casi no se nos ha ilustrado sobre el tema. Si bien durante los estudios de grado y máster se nos informa sobre ciertos procesos de fabricación de circuitos impresos, siempre se nos habla de procesos industriales, sin profundizar en el tema y mucho menos en aspectos tan importantes como herramientas, precisiones, dimensiones mínimas o errores. En este proyecto se harán uso de herramientas no industriales para la fabricación de prototipos, debido a la especialización de estas herramientas la bibliografía es muy escasa, por no decir inexistente, ya que los artículos o manuales de fabricación de circuitos de alta frecuencia se centran en el aspecto industrial y la producción en masa y no en la fabricación de prototipos con herramientas y técnicas más sencillas.

5.1. Herramientas

Los soportes o PCBs con los que se fabricarán los dispositivos han de ser modificados para labrar las formas y metalizar los huecos que formarán las futuras líneas de transmisión o soportes para dispositivos. Para la realización de todos estos procesos se necesita una herramienta de borrado o recorte, una herramienta de metalizado y una o varias herramientas de soldado, en nuestro caso se cuenta con una fresadora LPKF ProtoMat s103, una metalizadora galvánica MiniContac RS de LPKF, un equipo de soldadura de contacto y chorro de aire y un horno de soldadura LPKF ProtoFlow S cuyas características se desarrollarán a continuación.

5.1.1. Fresado

El fresado solo representa la eliminación de material del soporte plano llamado PCB o en el ámbito de microondas conocido coloquialmente como sustrato. Para la eliminación del material la fresadora ha de poder desplazarse en tres dimensiones mientras rota la fresa que eliminará el material sobrante mediante la fricción de su estriado. Con este objetivo, una fresadora consta de un cabezal donde se sitúa la broca y un plano o base donde se sitúa el material, una o ambas estructuras pueden realizar movimientos en el plano x/y o plano horizontal mientras que solo el cabezal puede desplazarse sobre el eje z, vertical o eje de penetración tal y como puede observarse en la figura 5.1.

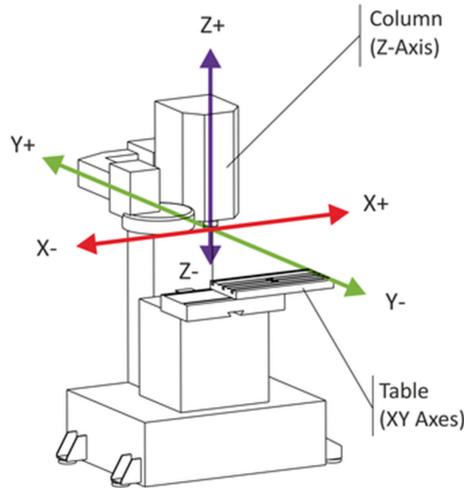


Figura 5.1: Ejes de movimiento relativo de una fresadora estándar

El fresado o eliminación del material se consigue gracias a la fricción provocada entre las espirales o dientes de la fresa girando sobre el material, en función de la disposición de estos estriados y su configuración se pueden realizar las siguientes operaciones:

1. **Corte:** esta operación consiste en la eliminación completa de todo material de la PCB en cierta zona, incluyendo el sustrato y las dos capas de metalización, esto implica una gran profundidad de penetración de la fresa o broca, y una mayor resistencia a su movimiento horizontal, por ello los espaciados mínimos de corte son mucho mayores a los de otras operaciones. El esquema resultado de esta operación puede observarse en la siguiente figura.

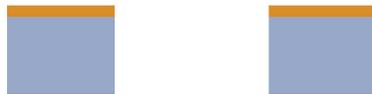


Figura 5.2: Corte de PCB

2. **Borrado:** esta operación consiste en la eliminación parcial de algún material de la PCB en cierta zona, normalmente se realiza para eliminar el metal depositado sobre el sustrato, aunque variando la profundidad de penetración y en según que circunstancias se puede desear eliminar parte del dieléctrico. Las dimensiones típicas de borrado imponen un diámetro de fresa muy pequeño, lo que obliga al fabricante a crear fresas de materiales muy resistentes que permitan su movimiento horizontal durante el proceso de eliminación de material si se desea usar una fresa de perfil cilíndrico, por ello los fabricantes suelen diseñar fresas de perfil cónico, de esta manera se pueden conseguir fresados de distinto tamaño mínimo en función de la penetración de la fresa aumentando así la resistencia mecánica. En las siguientes imágenes se pueden observar los resultados de un fresado cilíndrico frente a un fresado cónico



Figura 5.3: Fresado cilíndrico



Figura 5.4: Fresado cónico

Cuando el borrado se realiza en superficies amplias, de alrededor del centímetro cuadrado o mayores, se suelen usar fresas cónicas, ya que presentan una vida útil mucho mayor, pero se recurre a otra operación auxiliar en los bordes de la zona, el aislamiento.

3. **Aislamiento:** no es más que el borrado de los bordes de la zona con una fresa cilíndrica de alta precisión, de esta forma se consiguen mejores resultados de fabricación sin necesidad de acortar drásticamente la vida útil de las fresas más caras.

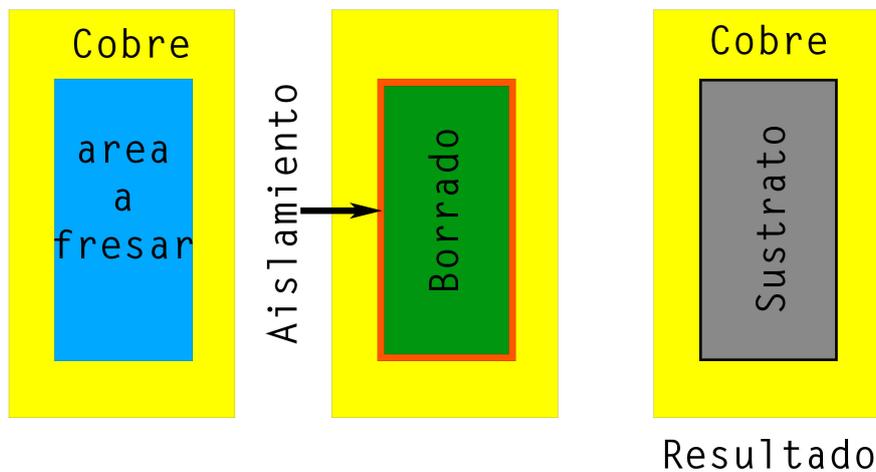


Figura 5.5: Técnica de aislamiento + borrado

4. **Agujereado:** en la implementación de circuitos de alta frecuencia se suelen hacer uso de agujeros metalizados, llamados vías, que unen partes superiores de conductor con partes inferiores, con el objetivo de igualar potenciales, mover el trazado de una señal de una cara a otra para que no corte el trazado de otra señal distinta o simplemente para conformar paredes metálicas equivalentes, ya que una serie de vías poco separadas pueden ser vistas como una pared eléctrica completa por una onda. El resultado de un agujero puede ser observado en la siguiente figura.

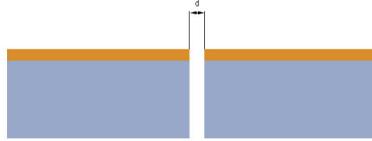


Figura 5.6: Agujereado de PCB

5. **Borrado corte:** no es un proceso estándar, dado que nuestros diseños precisan de corte de anchura similares a $500\mu\text{m}$ y la herramienta de corte de menor diámetro es de 1 mm, se usaran profundos borrados de material con herramientas de borrado por ambas caras de la PCB para realizar un corte. El resultado de esta operación no es el más deseable, pero no existe otra opción con los medios disponibles.

LPKF ProtoMat s103

Fresadora mecánica para la fabricación de circuitos eléctricos sobre PCBs de la reconocida marca LPKF, utiliza brocas de distinto diseño y material para el “borrado” y corte de materiales de distinta dureza.

Tamaño máximo del elemento a fresar (X×Y×Z)	229mm × 305mm × 22 mm
Resolución (X/Y)	0,5 μm
Precisión de reproducción	$\pm 1 \mu\text{m}$
Precisión de fiduciales o marcadores de referencia	$\pm 20 \mu\text{m}$
Velocidad de rotación máxima	100000 rev/min
Capacidad de taladro	120 elevaciones/min
Velocidad de desplazamiento máxima (X/Y)	150 mm/s

Tabla 5.1: Especificaciones técnicas de LPKF ProtoMat s103

Como se puede observar la fresadora cuenta con unas especificaciones de resolución en X/Y bastantes buenas, si admitimos un error máximo típico en la fabricación del $\pm 5\%$ implica el uso de una dimensión mínima de $10 \mu\text{m}$, aunque si añadimos el posible error por reposición en la lectura de fiduciales y admitimos el mismo error máximo del $\pm 5\%$ la nueva dimensión mínima de diseño resultante es inadmisibles para nuestro diseño ya que necesitaremos realizar incisiones menores, pero a pesar de ello no contamos con otros medios.

Cabe destacar que la velocidad de rotación y desplazamiento indicadas en la tabla representan unos valores máximos que nunca se alcanzaran en la realidad, estas dependerán del material y el uso de un valor inadecuado puede disminuir drásticamente la vida útil de las fresas, que en alguno de los casos puede ser ya de por si muy corta, esto lo convierte en un elemento crítico de diseño.

Fresas comerciales

Los resultados, variaciones y dimensiones de cada acción dependerán de la fresa a usar, por lo que el conocimiento de estas es absolutamente necesario para la obtención de un buen resultado final. El fabricante LPKF cuenta con un surtido variado de fresas agrupadas en 7 tipos en función de sus características y aplicaciones, aunque se pueden distinguir dos grandes grupos: **fresas cónicas:** son brocas con punta cónica cuyo ancho de fresado varía en función de la profundidad a la que se realiza el fresado y **fresas cilíndricas:** son brocas cuya punta presenta una forma cilíndrica con lo cual su fresado se mantiene homogéneo

independientemente de la profundidad de este. En la siguiente imagen se pueden observar las distintas familias de fresas identificadas con el color de su anilla.

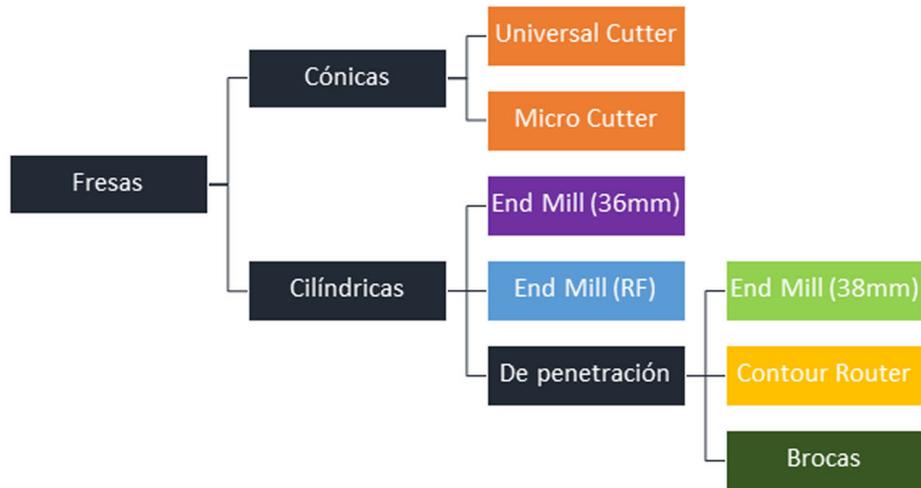


Figura 5.7: Clasificación de fresas LPKF

La disposición de dientes o espirales a lo largo de la punta o superficie cilíndrica así como la longitud de la fresa determinará su aplicación. Así, tal y como se puede ver en la imagen las fresas de menor longitud están pensadas para la realización de borrado de material superficial, para ello cuentan con un perfil en espiral afilado que permite la eliminación de material tanto vertical como horizontalmente empujando el sobrante hacia la parte superior, donde será aspirado reduciendo de esta forma las rebabas resultantes del proceso. Por otro lado las herramientas de mayor longitud están pensadas para la realización de cortes o agujeros, las herramientas de corte cuentan con una punta de penetración y una superficie cilíndrica dentada que tiende a acumular mayor cantidad de desperdicios que las espirales, pero permite el borrado de grandes superficies de materiales a una mayor profundidad. Mientras que las brocas de agujereado cuentan con una punta de penetración y un surcado en forma de espiral sin filo cuyo único objetivo es la eliminación del material sobrante, por ello es muy importante no realizar ningún tipo de movimiento horizontal con ellas ya que no realizarán ninguna eliminación de material y provocará la rotura de la fresa o el cabezal de la fresadora.

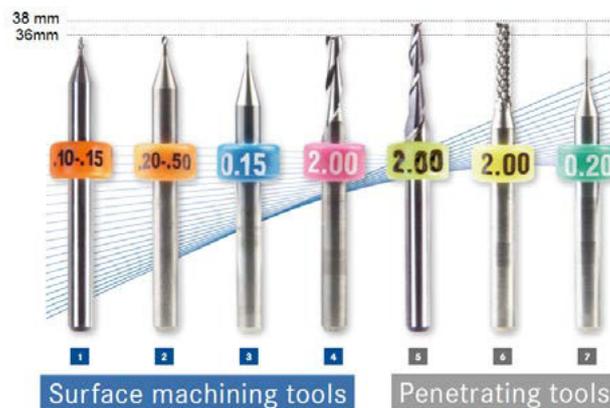


Figura 5.8: Fresas LPKF

- **Fresas cónicas** Estas se usan para realizar los aislamientos y borrados de cobre en

electrónica, aunque no recomiendo su uso en alta frecuencia.

1. **Universal Cutter:** Son fresas de poca precisión que recomiendo usar solo en caso de necesidad, al ser cónicas la calibración de la profundidad es crítica, así como la deformación de la PCB, ya que si es muy delgada puede combarse, haciendo que el ancho del fresado varíe en función de la posición.

Diámetro	0.2 - 0.25 mm
----------	---------------

Tabla 5.2: Diámetro variable de fresa Universal Cutter

2. **Micro Cutter:** Fresa mucho más precisa que la anterior, puede usarse en ciertos casos siempre que el aislamiento o borde de la zona a fresar se realice con otra fresa de mayor precisión, es decir, se puede usar para el fresado interior de zonas de gran superficie ya que presenta una vida útil y velocidad de desplazamiento mayores que las fresas cilíndricas.

Diámetro	0.1 - 0.15 mm
----------	---------------

Tabla 5.3: Diámetro variable de fresa Micro Cutter

- **Fresas cilíndricas cortas:** son fresas de mayor precisión que las cónicas aunque su forma disminuye considerablemente su vida útil y velocidad de desplazamiento; recomiendo su uso si se busca un buen resultado. Aunque están pensadas para la realización de aislamientos y borrados de cobre en materiales finos pueden usarse para realizar cortes de precisión fresando por ambos lados y variando la profundidad de penetración.

1. **End Mill (36 mm):** usadas para aislamientos gruesos

Diámetro	0.8 mm	1 mm	2 mm	3 mm
----------	--------	------	------	------

Tabla 5.4: Diámetro de fresas End Mill (Longitud 36 mm)

2. **End Mill (RF):** son las fresas recomendadas para aplicaciones de alta frecuencia, la de menor diámetro (0.15 mm) presenta un precio elevado y una vida útil muy corta que puede llegar a ser de tan solo 20 cm de recorrido, recomiendo usarla solo en casos de extrema necesidad.

Diámetro	0.15 mm	0.25 mm	0.4 mm
----------	---------	---------	--------

Tabla 5.5: Diámetro de fresas End Mill (RF)

- **Fresas cilíndricas de penetración:** son fresas de forma cilíndrica y gran longitud para la realización de agujeros y/o cortes

1. **End Mill (38 mm):** diseñadas para el fresado y corte de aluminio, aunque se pueden usar para otros cometidos dada su dureza.

Diámetro	1 mm	2 mm
----------	------	------

Tabla 5.6: Diámetro de fresas End Mill (Longitud 38 mm)

2. **Contour router:** Diseñadas para el corte exterior del circuito o realización de agujeros de diámetros mayores de 2.4 mm.

Diámetro	1 mm	2 mm
----------	------	------

Tabla 5.7: Diámetro de fresas Contour router

3. **Brocas:** Diseñadas para taladrado vertical, bajo ningún concepto pueden ser usadas para cortar o fresar. Se venden en una amplia variedad de diámetros, desde los 0.22 mm hasta los 3 mm.

5.1.2. Metalizado

En el diseño se desea que ciertas paredes, cavidades o agujeros presenten unas paredes metálicas, pero como se han realizado mediante la eliminación de material con la fresadora solo están formadas por dieléctrico, necesitamos recubrirlas de algún material conductor, es decir, metalizarlas.

Para este propósito contamos con la metalizadora MiniContac RS de LPKF con la que se podrá realizar una deposición electrolítica de cobre sobre toda la superficie de la PCB tanto las zonas metalizadas como aquellas que no lo están, por este motivo se ha de tener en cuenta el aumento de grosor del metalizado en la totalidad de la estructura. La deposición electrolítica aprovecha la atracción del metal en una solución de ácido hacia una PCB magnetizada mediante la circulación de una corriente eléctrica.

Nuestra metalizadora utiliza un proceso de electro-deposición de cobre por activador de carbono que se basa en en tres fases:

1. **Limpiado y desengrasado:** se ha de limpiar y desengrasar a conciencia la PCB a tratar con el objetivo de eliminar cualquier elemento que no forme parte de esta, para ello se realizarán distintos ataques con productos químicos como desengrasante o acetona, así como el lavado y soplado de todos aquellos agujeros y cavidades a metalizar, ya que tras el proceso de fresado suelen quedar pequeñas partículas de desperdicios.
2. **Activador:** en el proceso de electro-deposición las partículas de cobre suspendidas en ácido se adhieren al material impulsadas por una fuerza electrostática producida por el paso de una corriente eléctrica. La metalización de los agujeros y cavidades de paredes aislantes suponen un problema, ya que para producir esta fuerza electrostática es necesario que circule la corriente por ellos, se necesita algún proceso intermedio para conseguir conductividad por estas paredes. LPKF aplica el método de los agujeros negros (Black Hole), bañamos la PCB en una disolución coloidal de carbón conductor que tras un secado en el horno recubrirá todas esas zonas pasantes no conductoras, creando una capa superficial conductora sobre la que podrá circular la corriente.
3. **Metalizado:** mediante la aplicación de una corriente se crea un campo electromagnético que atrae las partículas de cobre, para mejorar el resultado no se aplica una corriente constante, ya que esto crearía una superficie combada de cobre en los agujeros pasantes, sino que se aplica una señal cuadrada de baja frecuencia, al cambiar la polaridad de la corriente “agitamos” las partículas de cobre consiguiendo un metalizado mucho más uniforme.

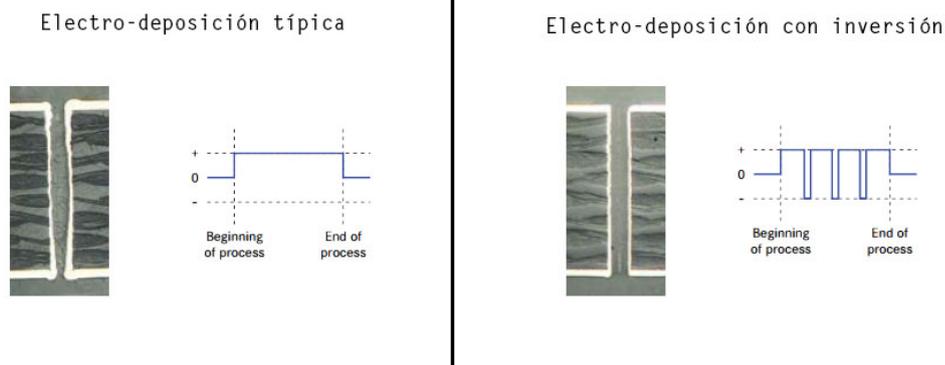


Figura 5.9: Resultado de la metalización de un agujero pasante en función de la corriente.

Fases del proceso de metalizado

La propia metalizadora cuenta con 4 cubetas en las que introducir la PCB, estas cubetas se corresponden con las 3 fases principales del metalizado (las dos primeras fases se destinan a la limpieza y desengrasado respectivamente). Antes de iniciar el proceso se ha de limpiar y pulir bien la superficie de la PCB y encender la metalizadora para calentar el interior hasta los $50^{\circ}C$. Es muy importante conectar el extractor de humos del laboratorio y usar la vestimenta (guantes, gafas y mascarilla) adecuada para tratar con productos químicos.

1. Colocamos la placa en el soporte no eléctrico y realizamos un baño con agua del grifo para eliminar los residuos del corte y lijado. Tras este baño introducimos la placa en el contenedor 1, este contenedor realizará una limpieza de la placa, el tiempo dependerá del perfil utilizado, estos se pueden encontrar en el manual del dispositivo (normalmente 15 minutos).
2. Una vez finalizado el baño 1 realizamos un enjuague a conciencia con agua del grifo e introducimos la placa en el contenedor 2 donde se realizará el desengrasado con acetona, el tiempo dependerá del perfil (Normalmente 5 minutos). Tras este baño es necesario realizar una limpieza a conciencia de la placa primero con agua del grifo y después con agua destilada para evitar la introducción de cal o metales pesados en el activador.
3. En esta fase se recubrirá la placa con carbono, dado que el tercer tanque contiene una solución coloidal de carbono es muy importante alterarla lo mínimo posible, ya que la mínima alteración puede hacer precipitar las partículas de carbón al fondo, por lo que se secará a conciencia la PCB antes de introducirla en este tanque, primero soplando con aire comprimido y después mediante la aplicación de aire caliente. Una vez secada se introduce en el contenedor mientras se remueve con la propia PCB (de 15 a 20 minutos).
4. Sacamos la placa del activador y eliminamos su sobrante con una espátula tras lo que la secaremos en el horno a unos $95^{\circ}C$ durante unos 5 minutos. Una vez seca las paredes dieléctricas estarán recubiertas de carbono y podremos colocar la placa en las mordazas eléctricas que facilitarán la conductividad eléctrica, introduciremos la placa en el último compartimento que contiene ácido sulfúrico y sulfato de cobre, tendremos que enchufar la mordaza eléctrica y comprobar la metalización al cabo de cierto tiempo, según el perfil. Tendremos que darle la vuelta a la placa para facilitar la deposición homogénea en ambos lados. Tras este proceso solo queda lavar la placa

primero con agua destilada para evitar cualquier reacción con los restos de ácido de la PCB y después con agua del grifo sin olvidarnos de secarla a conciencia ya que el nuevo cobre depositado no presenta ninguna resistencia a la oxidación.

5.1.3. Soldado

Existen diferentes técnicas de soldado de componentes sobre PCB: soldado a mano, soldado por ola y soldado por reflujo. Cada una de estas técnicas se utilizan para el ensamblado de distintos componentes:

- **Soldado manual:** durante este proceso una persona coloca los componentes en sus posiciones correspondientes y procede a soldarlos con un soldador de mano, es un proceso lento que suele usarse para el soldado de los primeros prototipos. el procedimiento habitual empezaría con la aplicación de *flux* seguido de un pre-estañado de la superficie, se sujeta el dispositivo con unas pinzas en su posición y se suelda.
- **Soldadura por ola:** esta técnica se emplea para la soldadura de componentes *through-hole* THD, aunque también se puede usar para el soldado de componentes de superficie SMD en la capa inferior. Se colocan los dispositivos, en el caso de los THD simplemente se posición con sus contactos pasantes a través de las vías y en el caso de los SMD se suele usar una pequeña cantidad de pegamento en la parte no metalizada. La PCB se desliza por un contenedor de material soldante en estado líquido caliente sobre el que se ha formado una ola estacionaria, de esta forma las partes metálicas se recubren de material conductor manteniéndolos unidos y conectados a sus pad.
- **Soldadura por reflujo:** se emplea en dispositivos de superficie SMD. Se impregnan las zonas conductoras descubiertas con pasta de soldadura, una mezcla fría de partículas de metal de baja temperatura de fusión y flux, se colocan los componentes en su lugar, dejando que la propia pasta los mantenga en su posición y se introducen en el horno para proceder a la fusión y posterior solidificación de la pasta. Para la correcta extensión de la pasta por el pad y posterior solidificación, el fabricante suele proponer un perfil de temperaturas específico. Normalmente consta de 4 fases: un precalentamiento del horno para alcanzar una alta temperaturas, un tiempo de mantenimiento en el que se introduce la PCB a la temperatura alcanzada en el calentamiento para permitir que la pasta se extienda bien y un pico de temperatura máxima para alcanzar la temperatura de fusión de las partículas metálicas de la pasta. Tras este proceso se realiza una refrigeración de la PCB para bajar su temperatura a la temperatura ambiente

En este proyecto se soldarán capas de sustrato entre ellas, por lo que el único sistema que se puede usar es la soldadura por reflujo, las capas se untarán con pasta de soldadura, se ensamblarán mediante agujeros guía y tornillos y se introducirán en el horno para aplicar el perfil indicado por el fabricante. En este caso se utiliza una pasta de soldadura de estaño, plata y plomo de la marca *Chip Quik* que recomiendan la aplicación del siguiente perfil:

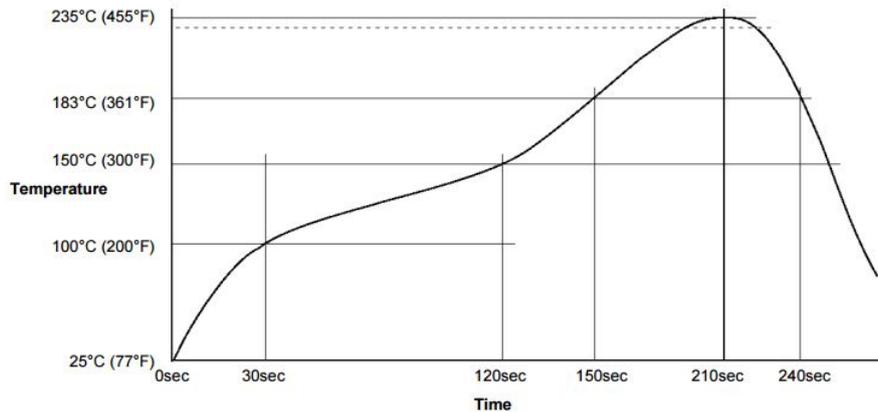


Figura 5.10: Profile de temperatura para soldadura de capas.

La colocación del dispositivo, así como su soldado por secciones o completo repercutirán en el resultado final, así que se han realizado análisis de soldaduras para obtener el método óptimo.

5.2. Proceso de fabricación:

Tras la correcta simulación de las estructuras expuestas dentro de la sección de diseño 4.2.2, se ha de analizar el proceso de fabricación necesario para su correcta implementación. Como se ha indicado anteriormente, el proceso de fabricación consta de tres procesos básicos: fresado, metalizado y soldado. Sin embargo, estas no son etapas secuenciales, sino que se han de intercalar y ordenar para la correcta consecución de la estructura final. En esta sección se intentará dejar claro el proceso real de fabricación, partiendo de un diseño simulado de dimensiones fabricables y acabando con una pequeña serie de prototipos analizados.

5.2.1. Extracción de los diseños

El modelado de la estructura en CST no contiene la información necesaria para la fresadora, por lo que una vez modelado y analizado se han de crear una serie de estructuras exportables a extensión *gerber*¹ que posteriormente se asignarán a etapas y herramientas de fabricación.

Aunque el software de fabricación de LPKF define una estructura o proceso de trabajo, se ha creado un perfil de proceso propio, adaptado a la estructura diseñada y formado por las siguientes fases.

1. **Colocación del material:** se posiciona la PCB sobre la mesa auto-aspirante de la fresadora, se marca la cara superior como cara bottom, este paso es muy importante ya que las caras se han de poder identificar fácilmente cuando se desmonten de la base.
2. **Agujereado de fiduciales:** realizan los fiduciales o agujeros de referencia con el objetivo de localizar las piezas perfectamente tras los procesos de desmontaje y montaje.

¹Esta extensión es típicamente usada en entornos industriales para la descripción de rutas en fresadoras o máquinas de fotolitografía. A partir de ahora se hará referencia a estos archivos omitiendo la palabra extensión, es decir, simplemente como *gerbers*

3. **Agujeros de marcado:** agujeros en las esquinas de las zonas a recortar sobre los que se introducirán las fresas de corte. No es un proceso necesario, ya que las puntas de estas fresas son perforantes, pero ayuda a alargar su vida útil. Si no se va a realizar ningún corte para metalizar posteriormente es conveniente retrasar esta fase a un punto posterior al metalizado.
4. **Vías metalizadas:** se realizan aquellos agujeros para metalizar.
5. **Borrado-corte previo bottom:** realiza un borrado de material profundo de las áreas a cortar con precisión, no se conseguirá cortar el material en este momento, pero tras otro borrado por la cara top se conseguirá eliminar todo el material.
6. **Corte previo bottom:** realiza el corte de aquellas áreas de ancho mayor a 1 mm, si existen, esta vez sí con fresas de corte.
7. **Girado del material:** se le da la vuelta a la PCB para trabajar sobre la cara TOP.
8. **Lectura de fiduciales:** se han de leer los fiduciales para el correcto posicionamiento relativo de la pieza.
9. **Borrado-Corte previo top:** realiza el borrado profundo de las mismas zonas que en Fresado-Corte previo bottom, esta vez se habrá eliminado todo el material.
10. **Metalizado:** se desmonta la PCB y se procede al metalizado de todos los cortes y vías realizados anteriormente.
11. **Colocación del material:** se vuelve a colocar la PCB sobre la mesa ato-aspirante de la fresadora, para trabajar sobre la cara marcada como bottom.
12. **Lectura de fiduciales.**
13. **Borrado post bottom:** eliminación de cobre superficial necesaria.
14. **Borrado-Corte post bottom:** se realizan borrados profundos de cavidades con paredes verticales sin metalizar o se borran metalizados de aquellas paredes no necesarias.
15. **Girado del material:** exponemos la cara TOP.
16. **Lectura de fiduciales.**
17. **Borrado-Corte post top:** se realizan borrados profundos de cavidades con paredes verticales sin metalizar o se borran metalizados de aquellas paredes no necesarias.
18. **Corte post top:** se cortan cavidades con paredes sin metalizar o se realizan borrados de cobre de paredes verticales.
19. **Agujeros sin metalizar:** se realizan aquellos agujeros que no necesiten metalizados o cuyo metalizado sea contraproducente, como por ejemplo los agujeros para la colocación de tornillos o conectores.
20. **Corte exterior:** se realiza un corte exterior a cada pieza para separarla del resto de PCB sobrante.

A estas fases se les ha de asignar una serie de rutas o áreas sobre las que actuar, para ello se han de crear una serie de archivos de extensión *gerber*, cuya definición y exportación con CST puede ser caótica, tanto que me vi obligado a crear el siguiente proceso.

a) Se han de crear los siguientes Componentes:

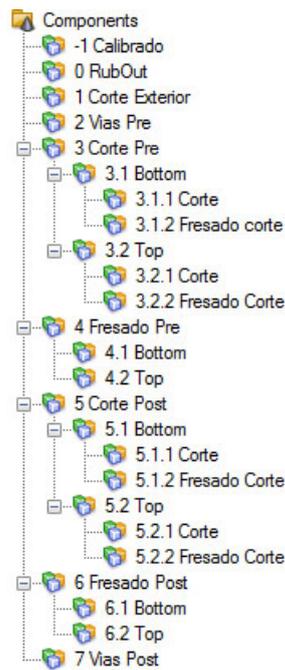


Figura 5.11: Componentes CST para exportación a GERBER.

Cada componente de nivel principal representa un tipo de operación, realizada antes del metalizado (pre) o después de este (post), mientras que sus subcomponentes de segundo nivel representan la cara donde realizar esta operación y los subsubcomponentes el procedimiento, ya que los cortes pueden ser cortes limpios realizados con herramientas de corte o fresado corte: cortes realizados con herramientas de borrado.

- b) Se han de definir planos a distintas alturas asignados a cada uno de los componentes de primer nivel, de esta forma se tendrán organizados los tipos de procesos en planos independientes.
- c) Llegados a este punto se pueden empezar a definir las estructuras planas teniendo en cuenta las siguientes consideraciones:
- Cada forma plana dibujada representa una acción a realizar sobre ese área con una única herramienta, es decir, en el caso de un borrado, representa el área a borrar que se realizará con una fresa específica, de forma que si se desea realizar borrados con mas de una fresa se han de definir diferentes formas y se tendrán que exportar a archivos *gerbers* distintos.
 - Es importante definir la **forma final de cada capa**, se ha de crear un rectángulo que represente el espacio que ocupará cada pieza, y que posteriormente servirá para conformar el área que se recortará para liberar esta del resto de la PCB.
 - Es importante definir un área de **Rub Out** que básicamente es un área de la misma forma que la anterior, pero con unas dimensiones algo mayores (unos milímetros), este área representará el área de trabajo de borrado, algo así como el área cubierta de cobre, el software comparará esta con las zonas de borrado para comprobar que las zonas donde se diferencian han de ser fresadas.
 - Para la definición de **cortes** se ha de crear una figura con la forma que se

desea recortar en la posición donde se desea cortar, así si se desea cortar un rectángulo se tendrá que dibujar un rectángulo.

- Para la definición de **vías** o agujeros solo se han de definir círculos del diámetro deseado.
- Sin embargo, para la definición de **borrados** se han de sustraer de la forma final del dispositivo las formas que se desean borrar, es decir, si se desea borrar un par de rectángulos se ha de definir la siguiente figura.



Figura 5.12: Definición de borrado en CST para posterior exportación a GERBER.

- d) Teniendo en cuenta las consideraciones anteriores se pueden describir las zonas en las que realizar cada una de las operaciones siempre dentro del componente y capa que la representan, creando estructuras 2D de cualquier material con la forma y posición deseadas.
- e) Una vez creadas cada una de estas formas se puede proceder a su exportación capa a capa, componente a componente y herramienta a herramienta. Hay que tener en cuenta que cada archivo *gerber* representa una forma que una vez cargada en la fresadora se realizará con una fresa única, como ya se ha indicado, por lo que si se desea hacer primero un aislamiento con una fresa de precisión y posteriormente el fresado se ha de definir y exportar por separado cada una de estas operaciones. Esto hace que el proceso de creación de *gerbers* sea muy trabajos por lo que recomiendo iniciar el proceso con tiempo y tranquilidad.

Una vez planteadas las fases de fabricación y teniendo definidas todas las estructuras en archivos importables por el software de la fresadora (LPKF CircuitPro), solo hay que cargarlos, colocar los fiduciales (cuatro agujeros, uno en cada esquina del dispositivo, es importante que acaben formando parte del dispositivo una vez cortado por si hay que realizar cambios) y asignarlos a una técnica y fase de fabricación, con las siguientes consideraciones:

- Las fases son las indicadas anteriormente, a las que se les pueden asignar tantas estructuras como se quieran.
- La técnica indica el tipo de operación que realizar y presenta 5 básicas:
 - a) **Perforación o agujereado:** donde se han de asignar aquellas estructuras a realizar con herramientas de agujereado.
 - b) **Borrado:** donde se asignan aquellas capas que representen borrados o aislamientos.
 - c) **RubOutAll:** donde se asigna la capa de rub out.
 - d) **Aislamiento o isulation:** los aislamientos se pueden asignar aquí o en la técnica de borrado.
 - e) **Corte o cutting:** donde se asignan las capas de corte.

Una vez se han asignado todas las áreas importadas desde archivos gerber a sus técnicas y fases correspondientes, se han de generar sus rutas de fresadora, en esta fase de la fabricación se selecciona la fresa y el tipo de operación a realizar, en función de la técnica y se generará una serie de caminos por los que labraremos el material.

- En el caso de agujeros la asignación de rutas y brocas se realiza automáticamente.
- En el caso de los cortes, se pueden realizar cortes continuos o discontinuos, según se desee, y por el interior o el exterior de la ruta indicada, en este proceso sí que se pueden asignar manualmente las fresas a utilizar.
- En el caso de borrados se puede seleccionar la fresa a usar, el tipo de borrado (aislamiento, borrado completo, borrado parcial o solo en una dirección ...), el número de trazas o caminos independientes que realizará la fresadora, por ejemplo, si se seleccionan 2 caminos, se creará uno que rodeará la zona y otro que recorrerá la zona por su interior. También se puede seleccionar el tipo de recorrido del borrado, para borrar todo el material de la zona la fresa tiene puede realizar un recorrido en forma de espiral, caminos paralelos al eje x o caminos paralelos al eje y. Esta última opción es muy importante para según qué operaciones o formas y se deberá tener en cuenta.

En esta fase se pueden observar las rutas dibujadas sobre cada estructura, es importante comprobarlas en busca de errores, recorridos innecesarios o fallos en la asignación de fresas. Llegados a este punto solo queda duplicar las piezas por si se desea fabricar más de una, algo recomendable ya que el largo proceso de metalización dura lo mismo para un sólo dispositivo que para varios, y proceder a su fabricación.

Capítulo 6

Consideraciones

En esta sección se expondrán aquellas características de materiales o procesos que limitarán en cierta forma las características de los diseños. Sin duda esta sección presenta unos datos de diseño críticos para la obtención de prototipos funcionales y no solo estructuras inservibles. las consideraciones expuestas solo representan una pequeña muestra de las consideraciones finales, ya que solo presentaré aquellas consideraciones obtenidas del estudio teórico, todas aquellas consideraciones derivadas de los diseños y sus fabricaciones se presentaran en secciones posteriores.

6.1. Limitaciones impuestas por el cristal líquido

Para comprender todas aquellas limitaciones que impondrá el cristal líquido a los diseños es muy importante comprender sus características principales expuestas en la sección 3.3. El hecho de usar cristal líquido no impondrá pequeñas limitaciones, este material es con diferencia el mayor condicionante de las estructuras a usar, impone ciertos requisitos necesarios para su correcto funcionamiento que no presentan medias soluciones sino compromisos muy concretos.

6.1.1. Polarización

El objetivo principal del uso de este material es variar la permitividad del medio de transmisión, por ello buscaremos una variación máxima por lo que se tendrá que partir desde un estado de partículas orientado fuertemente en la dirección de uno de sus ejes hacia un orientación de partículas totalmente perpendicular. Aunque las partículas presentan un alto orden de orientación, como se presentó en capítulos anteriores, una capa de polarización aumenta este orden, por lo que la aplicación de esta aumentará el rango de variación de la permitividad. Cuando se trabaja en tecnologías ópticas, la capa de alineamiento suele estar formada por un polímero sobre el que se realizan hendiduras sobre las que se pueden asentar las moléculas mediante un frotamiento abrasivo. El material que se suele usar es una poliimida, que aunque se caracteriza por su increíble resistencia térmica no soportaría las temperaturas usadas en el proceso de soldadura, por lo que no podemos usarla, por lo que se necesita otra forma de orientar las moléculas. Se podría busca otro material con mayor resistencia térmica, pero su deposición debe ser selectiva ya que sería deseable que ese material se depositara solo en la superficie en contacto con el cristal líquido, por lo que al final se ha optado por usar la propia cara metálica de la estructura sin ningún pre-tratamiento, salvo el lijado abrasivo del propio cobre, de esta manera se intenta emular el efecto de la poliimida.

Los cambios de permitividad buscados pueden causar que la respuesta de la transición varíe, debido a que la discontinuidad de medios variará, ya que el sustrato permanecerá

a una permitividad eléctrica constante, para minimizar el efecto de este fenómeno se intentará minimizar el cambio de permitividad relativo del cristal líquido con respecto al sustrato, para ello se usaran sustratos con permitividades superiores a 2 veces la del cristal líquido, esto dificultará el diseño de la transición, pero conseguiremos estabilizar la respuesta de la transición.

El motivo por el que se seleccionó la ESICL como medio de guiado no es puramente casual, se necesita una estructura de dos conductores aislados para la creación de un campo eléctrico estático capaz de rotar las moléculas, esto además exige una estructura de gap pequeño para no usar un voltaje elevado. De entre todas las tecnologías posibles, se optó por la ESICL ya que representaría un condensador ya estudiado en apartados anteriores con el condicionante de usar separaciones entre conductores lo más pequeños posibles. Sin duda esta limitación supondrá un compromiso entre esta separación entre conductores, voltaje de polarización e impedancia característica de la propia línea a frecuencias de microondas,

6.1.2. Llenado y sellado

Es necesario introducir el cristal líquido en el interior de la guía ESICL, para ello se ha de disponer de ciertos agujeros situados en lugares por los que pueda introducirse el cristal y/o dejar salir el aire, si bien se pueden usar huecos propios de la estructura como los posibles huecos creados en la transición al pasar de una estructura planar a otra volumétrica puede que estos no sean suficientes o no sean lo suficientemente grandes. También es necesario el sellado del cristal líquido en el interior de la estructura, no solo para evitar la pérdida de material, sino por los efectos perjudiciales que presenta este material para la vida. De esta última consideración se ocupó el departamento de física de la materia condensada de la universidad de Zaragoza que consideró al pegamento óptico como el perfecto candidato para esta operación

6.1.3. Alteración del cristal líquido

EL cristal líquido nunca se ha usado en aplicaciones en contacto directo con cobre, es posible que este material se vea alterado de alguna manera, para comprobarlo se realizó un encapsulado de cristal líquido en una estructura volumétrica conformada como cualquier otra guía SIC durante más de 3 meses y se envió una muestra para su estudio, aunque la muestra se contaminó con una prueba de pegamento conductor, presentó unas buenas características de polarización, con lo cual se ha considerado que la exposición del cristal líquido a este tipo de materiales no lo degrada, a falta de experimentos de mayor duración.

6.1.4. Datos experimentales

Con estas consideraciones se acordó con el departamento de física de la materia condensada de la universidad de Zaragoza una serie de simulaciones experimentales. Estos experimentos se realizan sobre dos placas de vidrio dopadas con ITO¹ colocadas sobre una fuente luminosa, lo que permite que sean conductoras a la vez de translúcidas, de esta forma podemos depositar una pequeña cantidad de cristal líquido y aplicar tensión hasta apreciar la conmutación en el dominio óptico. Estos experimentos arrojaron los siguientes datos:

¹Óxido de Indio y Estaño, ITO por sus siglas en inglés: Indium Tin Oxide

Datos experimentales		
Espaciado entre conductores:	250 μm	400 μm
Director:	Deposición de polímero	Deposición de polímero
Agujeros de llenado:	Situados en extremos	Situados en extremos
Tensión de polarización:	50 V_{pp}	150 V_{pp}

Tabla 6.1: Resultados experimentales de la respuesta del cristal líquido variando espesores y tensiones

6.2. Limitaciones impuestas por el proceso de fabricación

Cuando trasladamos los diseños al mundo real, nos encontramos con un mundo imperfecto, plagado de errores aleatorios y un sin fin de efectos no contemplados en la simulación electromagnética como la resistencia mecánica de las capas del diseño o del propio diseño. Es conveniente realizar un estudio previo a la fabricación con el objetivo anticiparnos al mayor número de imprevistos posibles, por ello se incluye esta sección, dónde se incluyen todas las consideraciones necesarias en la etapa de diseño y fabricación, para conseguir una correcta fabricación de los dispositivos.

6.2.1. ESICL

Recordando la implementación de nuestra estructura en varias capas de sustrato, como se indica en la figura 3.19 la mayor variación provocada sobre nuestro modelo teórico podría ser una falta de continuidad eléctrica entre capas en las paredes verticales del conductor interno. En un soldado ideal, el material soldante se extendería hasta el límite vertical de cada capa, creando una pared conductora plana como la que se puede observar en la figura 6.1.

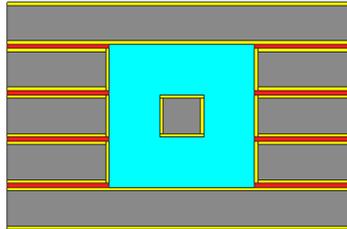


Figura 6.1: ESICL con un soldado (en rojo) perfecto

Sin embargo, este soldado no suele ser tan perfecto, una falta de elemento soldante puede hacer que el material se quede muy alejado de estas paredes, pero un exceso puede provocar que sobrepase los límites y gotee en la cavidad pudiendo incluso cortocircuitar los dos conductores. Para evitar este último escenario se puede optar por no soldar las diferentes capas, pero las rebabas provocadas por el proceso de fresado y agujereado de las cavidades y las vías puede provocar un aumento del espesor en estas zonas que provoquen huecos entre las capas en las zonas más conflictivas, como la paredes del conductor exterior como los mostrados en la figura 6.2.

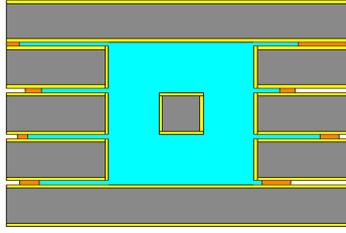


Figura 6.2: ESI con espaciado entre capas causado por residuos o rebabas (en naranja)

Aunque los residuos o rebabas mantienen la conductividad entre placas haciendo que se comporten como un mismo conductor la pared ya no es homogénea lo que podría alterar las corrientes que provocan el campo. Sin embargo, comprobando la dirección de las corrientes en este conductor en la figura 3.23, podemos comprobar como no se propagan corrientes en dirección vertical, por lo que la aparición de discontinuidades en esta dirección no impondrá fuertes cambios en la respuesta. Podemos concluir que no es necesario soldar las capas de esta implementación, aunque si se pretende rellenar de cristal líquido sería conveniente soldarlo o sumergir toda la parte exterior en un polímero aislante con el objetivo de sellar la estructura confinando perfectamente el cristal líquido.

6.2.2. Fresado

Está claro que unas de las limitaciones más importantes impuestas por el proceso de fresado serán las dimensiones mínimas de fresado, corte y agujereado impuestos por el diámetro mínimo de las fresas. Es importante considerar los errores que la fresadora puede introducir, aunque todas estas limitaciones ya se han expuesto en secciones anteriores se presenta un cuadro resumen con las consideraciones más importantes.

Dimensiones mínimas de operación	
Fresado	0,25 mm (No recomiendo el uso de 0,15 mm)
Corte	0,3 mm (Espesor < 0,6 mm) - 1mm (Espesor > 0,6 mm)
Agujero	0,2 mm

Tabla 6.2: Dimensiones mínimas de operación en el proceso de fresado

Durante el desarrollo de este proyecto se percibió una importante desviación en el eje z de la fresadora, al parecer esta desviación no es normal, pero tras los numerosos envíos al servicio técnico realizados por el grupo de investigación en el pasado, existe un ambiente de desánimo que ha derivado en una pérdida de esperanza entorno a esta herramienta, últimamente prefieren externalizar la fabricación ya que se ahorran problemas y obtienen menores resultados. Aún con todo esto desde el pequeño grupo de trabajo en el que me encuentro hemos decidido aprovechar esta herramienta que, aunque defectuosa, puede seguir realizando su función.

6.2.3. Metalizado

El proceso de metalizado añade ciertas limitaciones de diseño, el modelo del que disponemos no puede metalizar hendiduras inferiores a $0,2\text{mm}$ de grosor. También es importante conocer el espesor del metalizado para ajustar las dimensiones de fresado y conglomerado de los diseños, en nuestro caso sería de alrededor de $20\mu\text{m}$.

Es muy importante comprender que el proceso de metalizado es un proceso químico y mecánico, esto impone límites rigurosos en cuanto al tipo de material a usar, existen ciertos

tipos de sustratos comerciales, como por ejemplo los sustratos de Teflón, que debido a sus propiedades antiadherentes no puede ser objeto de metalizado sin tratamiento previo. Es importante realizar un estudio de los materiales que usar en cada diseño.

Por otro lado al ser un proceso mecánico, ya que la PCB se encuentra en movimiento en el interior de líquidos viscosos y ha de ser limpiada y soplada a conciencia existe cierto peligro de rotura en las partes más delicadas del diseño, como es el conductor interior de la ESICL. Es conveniente la realización de un test de resistencia con cada material para comprobar el grosor mínimo de estas partes antes de diseñar.

6.2.4. Soldado

La introducción de una capa de soldadura entre cada capa de sustrato introduce una fuente de error más al diseño, ya que aun conociendo sus dimensiones medias, desconocemos su inestabilidad o varianza. El fabricante de la pasta de soldadura indica que el tamaño de las partículas que conforman la pasta se encuentra alrededor de $20 - 45\mu m$, sin embargo, tras la fabricación y análisis de los diseños se puede comprobar que esta es mayor, por lo que queda pendiente un estudio estadístico de estas dimensiones, que sin duda han influido en el empeoramiento de las especificaciones de los diseños fabricados.

Capítulo 7

Resultados

El camino hasta el diseño y fabricación de estos primeros dispositivos llevó mucho más tiempo de los meses asignados a la planificación del trabajo final. En concreto ha llevado años, años de conceptos teóricos y prácticos inculcados durante mis estudios de grado y máster, conceptos que no solo desarrollaron todo un mundo nuevo de conocimientos relativos a las telecomunicaciones o a las microondas, sino que conformaron un pensamiento crítico con el que poder analizar eficientemente los problemas y sin el que me habría sido imposible llegar a fabricar. En esta apartado se presentará la culminación de este trabajo, presentando las estructuras diseñadas junto a sus simulaciones, su proceso de fabricación específico y sus resultados reales, analizados en laboratorio.

Para facilitar la comprensión y siguiendo el método de trabajo se expondrán los diseños realizados en orden cronológico. Para cada uno de los cuales se presentará la siguiente información: el diseño de cada una de sus estructuras, el diseño de toda la estructura en conjunto junto a los resultados de su simulación, un análisis de fabricación donde se expondrán los pasos realizados para conseguir plasmar las simulaciones sobre cobre y dieléctrico y donde acabaremos mostrando los resultados finales de los diseños fabricados, en esta parte se analizarán los puntos que han podido influir en su éxito o fracaso.

7.1. Diseños previos

Antes de entrar en el complejo diseño de una transición desde cero, se realizaron diseños de líneas ESICL y coplanares con el objetivo de familiarizarse con el software CST, los parámetros de las estructuras y conocer los órdenes de magnitud de ciertos parámetros. Se partió del diseño de varias ESICL vacías conformadas por capas de sustratos de altura y permitividad reales.

7.1.1. ESICL

Para el diseño sobre CST se creó un modelo de 5 capas donde el ancho de la capa 3 (altura de sustrato y metalización de ambas caras) imponía la altura del conductor interior y los sustratos 2 y 4 deberían de ser iguales ya que su altura (altura de sustrato y metalización de ambas caras) impone la separación entre conductores horizontales de la estructura¹. En esta primera estructura no se consideró la altura impuesta por la capa de soldadura lo que echó por tierra los resultados de simulación, aunque sirvieron como toma de contacto tanto con el software de simulación como con la tecnología de guiado.

Así, asumiendo dicha configuración, es necesario seleccionar un sustrato comercial para

¹A lo largo de esta sección se hará referencia a la separación entre conductores horizontales referida como gap_h , a la separación entre conductores verticales referida como gap_v y en aquellos diseños donde estas separaciones presenten el mismo valor se hará referencia a ambas como gap o $gaps$

comprobar existencias de alturas y metalizaciones. Debido a imposiciones de diseño se necesita una permitividad relativa cercana a 3, lo que limita la selección a las familias: RO4000, TMM y PTFE, atendiendo a las consideraciones expuestas en capítulos anteriores se decide descartar la familia TMM por complicaciones en el metalizado y la familia PTFE por complicaciones de fresado y metalizado, quedando únicamente la familia RO4000. Dentro de esta familia existen dos sustratos con permitividades relativas cercanas a 3: RO4003C ($\epsilon_r = 3,38$) y RO4350B ($\epsilon_r = 3,48$). Analizando las características de ambos sustratos se aprecia que eléctricamente son muy parecidos, ya que la desviación de su permitividad en frecuencia o en temperatura son mínimas, pero se diferencian en algo sumamente importante para la ESICL: la resistencia mecánica a la tensión y a la flexión, donde sobresale el sustrato elegido: RO4003C.

El sustrato seleccionado se comercializa con tres metalizaciones distinta: .5ED/.5ED, 1ED/1ED y 2ED/2ED, y aunque una metalización de 0.5 onzas permitiría reducir el gap de la estructura, por motivos de plazos temporales y stock se puede acabar seleccionando otra distinta, sobre la que se realizará otra metalización en laboratorio de una altura aproximada de $20\mu m$. Por otro lado, las alturas comerciales de este sustrato son: 0,203mm, 0,305mm, 0,406mm, 0,508mm, 0,813mm y 1,524mm, por lo que solo se pudieron tener en cuenta estas dimensiones para la conformación de separación entre conductores verticales de la ESICL y altura de pistas de las coplanares.

Como se indicó anteriormente, los diseños de ESICL en vacío, a pesar de no contener cristal líquido consideran las limitaciones que éste exige: pequeños espaciados o gaps lo más uniformes posibles. Estas limitaciones supondrán un obstáculo continuo para el diseño de una ESICL de impedancia característica adecuada 50Ω

Barridos de parámetros

En este punto del proyecto se conocía más bien poco de la nueva tecnología de guiado ESICL, el proceso de estudio teórico no había concluido, pero por razones de planificación era necesario comenzar con la tarea de familiarización con CST. Por este motivo se comenzó con unas dimensiones propicias para el cristal líquido sin tener en cuenta las limitaciones de la propia estructura.

t_f :	0,203mm	$gap_v = gap_h$:	0,277mm
t_g :	1,524mm	Altura interior:	1,598mm
Cladding	$17\mu m$ (.5ED/.5ED)	Metalización laboratorio	$20\mu m$

Tabla 7.1: Selección de sustratos para el primer diseño de ESICL

Con estos datos se realizaron sendas simulaciones variando el ancho del conductor interior, obteniendo como resultado las impedancias características en un rango frecuencial de 0 Hz a 25 GHz de la figura 7.1.

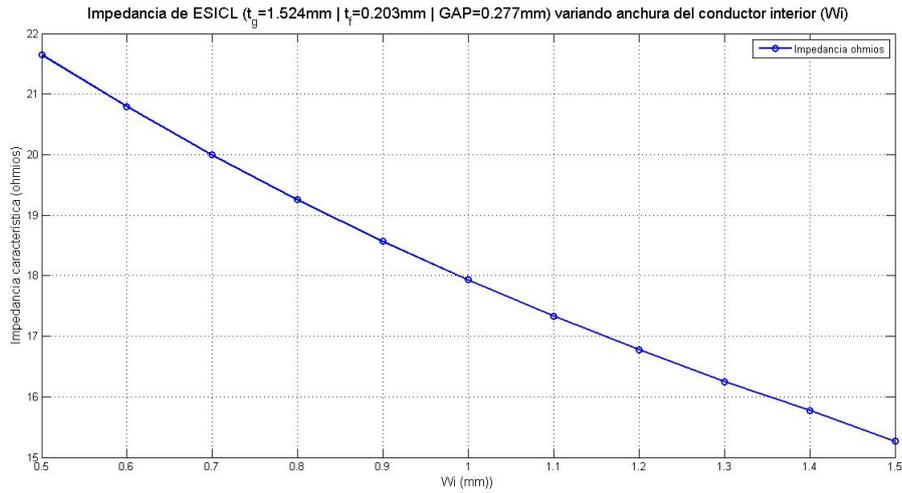


Figura 7.1: Impedancia característica de línea ESICL en función del ancho de su conductor interno

Como se puede observar el mejor resultado de $21,65 \Omega$ con un ancho de $0,5 \text{ mm}$ queda muy lejos del objetivo de 50Ω por lo que se decidió partir de este ancho y aumentar el espaciado entre conductores verticales (gap_v) manteniendo constante el espaciado entre conductores horizontales (gap_h), con el objetivo de analizar su viabilidad como método para el ajuste fino de la impedancia sin disminuir el conductor interior, ya que esto debilitaría la resistencia estructural de la transición.

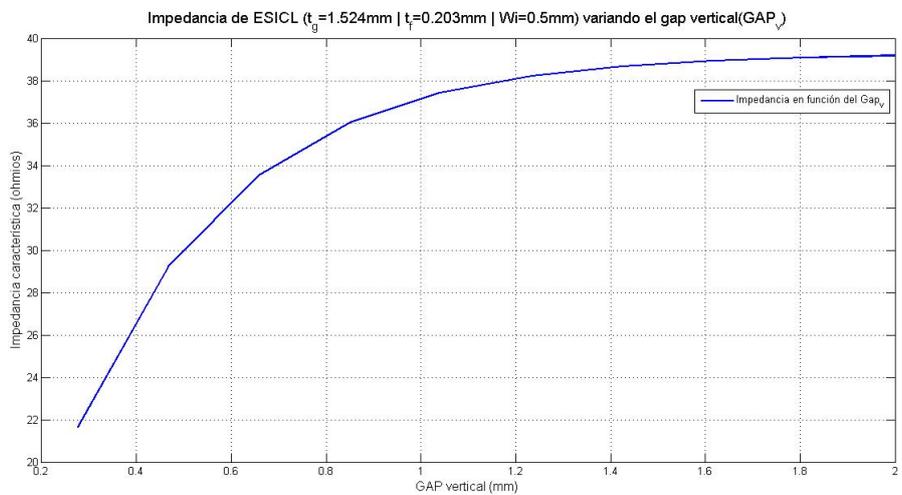


Figura 7.2: Impedancia característica de línea ESICL en función del GAP vertical

Como era de esperar el efecto de las paredes verticales disminuye progresivamente hasta ser insignificante, el campo pasa a concentrarse en las partes superiores e inferiores de la ESICL, resultando en un equivalente de línea triplaca de tira activa de gran altura tal y como se puede ver en la figura 7.3.

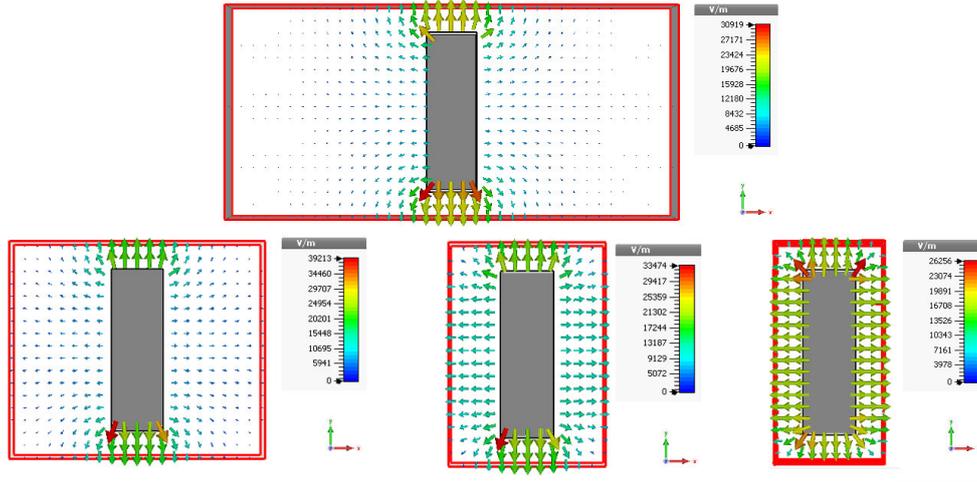


Figura 7.3: Campo eléctrico en una línea ESICL en función del GAP_v .

Tras este resultado se puede plantear una pequeña variación del espaciado entre conductores verticales (gap_v) con el objetivo de variar de 2Ω a 5Ω la impedancia característica. Este ajuste solo se permitirá como último recurso, ya que se desconocen sus efectos sobre la polarización del cristal líquido, mas allá de un gran aumento en el voltaje de polarización.

Gracias a estos estudios se consiguió un alto nivel de familiarización con el entorno de simulación electromagnética, aprendiendo conceptos relativos a: puertos, parámetros de simulación, condiciones de contorno y materiales de relleno y barridos a la vez que se adquirirían conocimientos prácticos de la ESICL.

Primeras ESICL

Aunque se siguió experimentando con más simulaciones, e incluso se realizaron simulaciones con cristal líquido, el proceso de aprendizaje teórico y bibliográfico continuó en paralelo y aunque ya se consiguieron ciertos modelos de impedancia característica 50Ω , con el descubrimiento de las primeras ecuaciones de impedancia característica de coaxial cuadrado se produjo una reducción de los tiempos de diseño considerables, ya que las optimizaciones partían de impedancias características mucho más cercanas al objetivo. Durante este periodo se realizaron 5 diseños especialmente importantes, basados en el modelo de capas sin soldadura expuesto anteriormente con sustrato RO4003C.

ESICL 1 En esta primera línea se seleccionaron los sustratos más delgados, sin considerarse sus posibles efectos negativos, simplemente se pretendía estudiar esta estructura libre de limitaciones más allá de las impuestas por el cristal líquido.

t_f	$168\mu m$	W_i	$263\mu m$
t_g	$305\mu m$	W_o	$747\mu m$
Cladding serie	$17\mu m$	t_i	$379\mu m$
Cladding lab.	$20\mu m$	t_o	$863\mu m$
GAP	$242\mu m$	Z_0	$49,98\Omega$

Tabla 7.2: Dimensiones ESICL v1

Con las dimensiones mostradas en la tabla 7.2 se obtienen unos parámetros S muy buenos con pérdidas de retorno inferiores a 30 dB en todo el rango de frecuencias. Sin

duda esta es una buena línea de transmisión, pero difícilmente podrá ser implementada, ya que la sección del conductor activo es de solo $0,0997 \text{ mm}^2$ y para separar el conductor interior del exterior se necesita un corte con un ancho de $242 \mu\text{m}$, un corte que sólo se podría realizar con una fresa de borrado de diámetro $150 \mu\text{m}$, las más frágiles, algo impensable. Por otro lado el sustrato más delgado de $168 \mu\text{m}$ puede ser inmanejable con las herramientas de las que se disponen, es decir, eliminar mediante fresado los $37 \mu\text{m}$ de cobre sobre un sustrato tan pequeño, unido al error de precisión en profundidad de la fresadora, puede suponer un corte completo en lugar de un borrado.

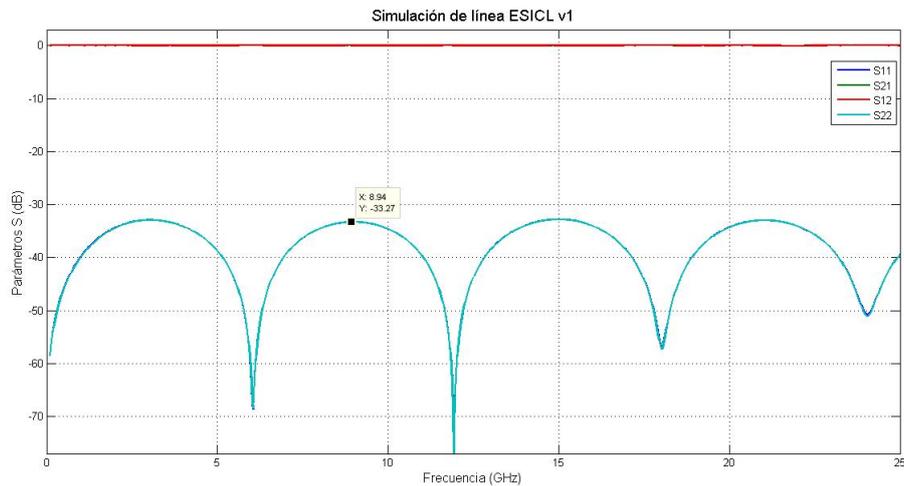


Figura 7.4: Parámetros S de la línea ESICLv1

ESICL 2 En esta línea se ha aumentado el grosor del sustrato más fino (t_f), ya que el de la anterior era excesivamente delgado, con este cambio el gap necesario aumenta, consiguiendo un ancho de conductor activo mayor.

t_f	$203 \mu\text{m}$	W_i	$356 \mu\text{m}$
t_g	$305 \mu\text{m}$	W_o	$910 \mu\text{m}$
Cladding serie	$17 \mu\text{m}$	t_i	$379 \mu\text{m}$
Cladding lab.	$20 \mu\text{m}$	t_o	$933 \mu\text{m}$
GAP	$277 \mu\text{m}$	Z_0	$49,99 \Omega$

Tabla 7.3: Dimensiones ESICL v2

Con las dimensiones de la tabla 7.3 se obtienen peores parámetros S mostrados en la figura 7.5, con coeficientes de reflexión menores de -20 dB en todo el rango de frecuencias, aunque se ha aumentado la sección del conductor interior a $0,135 \text{ mm}^2$ y el corte necesario para separar el conductor interior del exterior es de $277 \mu\text{m}$, un ancho realizable con fresas de borrado de $250 \mu\text{m}$. Su coeficiente de reflexión es el esperado para todo el diseño de la transición y solo podría empeorar al concatenar esta guía con el resto de estructuras que conforman la transición.

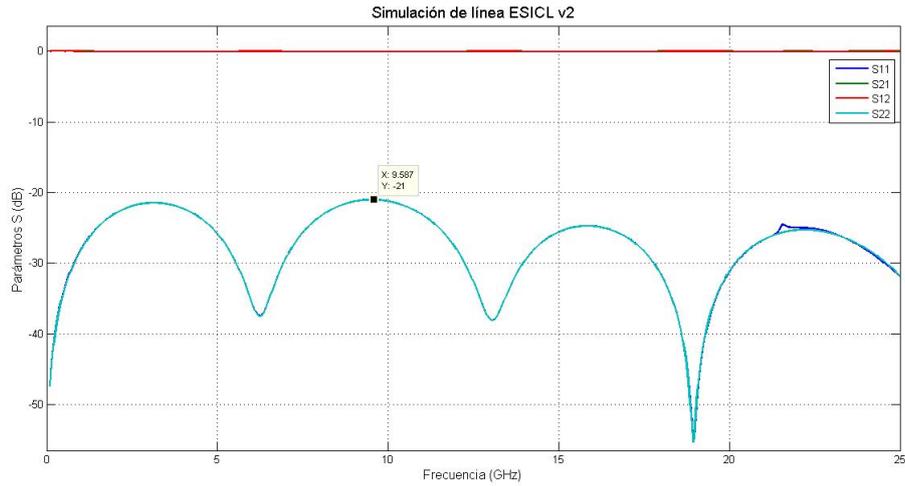


Figura 7.5: Parámetros S de la línea ESICLv2

ESICL 3 En esta línea se decide aumentar el grosor del sustrato número 3 (t_f) con el objetivo de conseguir una mayor sección de conductor interior con lo que, para no reducir el ancho de conductor interior, también se debe aumentar el grosor de los sustratos de las capas 2 y 4.

t_f	$305\mu m$	W_i	$526\mu m$
t_g	$406\mu m$	W_o	$1284\mu m$
Cladding serie	$17\mu m$	t_i	$480\mu m$
Cladding lab.	$20\mu m$	t_o	$1238\mu m$
GAP	$379\mu m$	Z_0	$49,99\Omega$

Tabla 7.4: Dimensiones ESICL v3

Con las dimensiones de la tabla 7.4 se obtienen unos parámetros S, mostrados en la figura 7.6, similares a los de la primera línea, con una buena dimensión de gap, una sección de conductor interior de $0,252\text{ mm}^2$ que presentará una resistencia estructural importante y el corte necesario para realizar el conductor activo es de $379\mu m$, un corte fácilmente realizable. Con estas apreciaciones, esta línea podría considerarse para un diseño real, aunque se realizarán otros diseños con el objetivo de facilitar su fabricación.

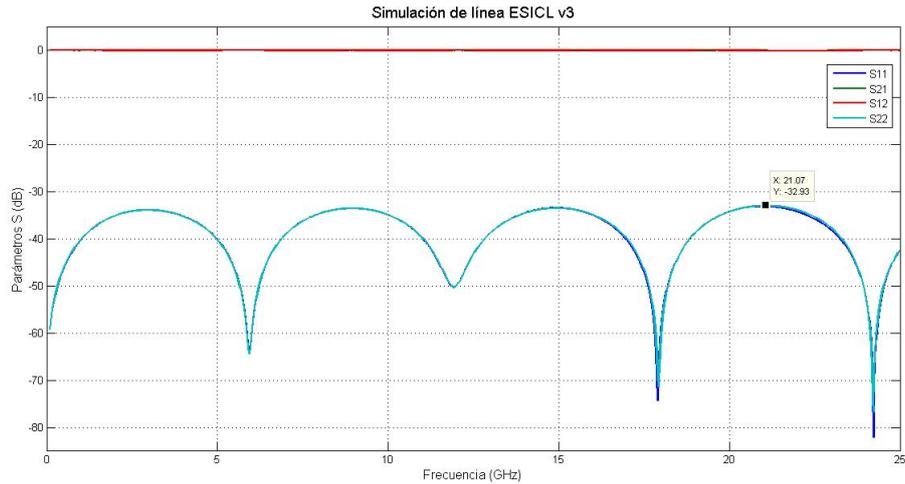


Figura 7.6: Parámetros S de la línea ESICLv3

ESICL 4 En este diseño se ha aumentado el ancho del sustrato de las capas 2 y 4 con el objetivo de aumentar el gap y permitir el uso de fresas de mayor diámetro para la realización de los cortes.

t_f	$406\mu m$	W_i	$790\mu m$
t_g	$406\mu m$	W_o	$1750\mu m$
Cladding serie	$17\mu m$	t_i	$480\mu m$
Cladding lab.	$20\mu m$	t_o	$1440\mu m$
GAP	$480\mu m$	Z_0	$50,12\Omega$

Tabla 7.5: Dimensiones ESICL v4

Con estos datos, como era de esperar, la sección del conductor interior aumenta, pero lo que es más importante, el corte necesario para la creación del conductor interior pasa a ser de $480\mu m$, un corte realizable con la fresa de borrado de $400\mu m$ que cuenta con una buena vida útil. Todas estas ventajas se suman a unos buenos parámetros S y aunque aumentar el gap entra en contradicción con las limitaciones del cristal líquido, es necesario para conseguir una fabricación más sencilla.

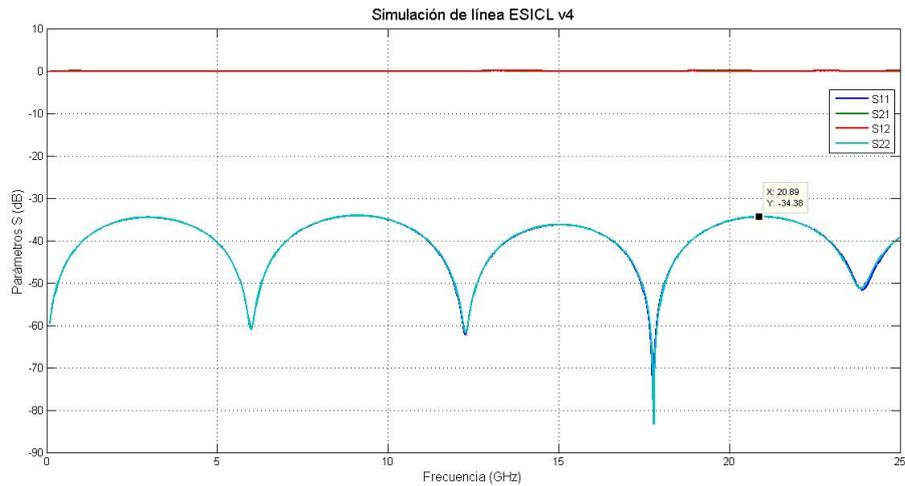


Figura 7.7: Parámetros S de la línea ESICLv4

ESICL 5 En este último diseño se aumenta el grosor del sustrato de la capa 3 con el objetivo de aumentar la resistencia mecánica del conductor interior. En este punto del proyecto se contaba con escasos conocimientos de fabricación, por lo que la inseguridad obligó a asegurar la mayor sección de conductor activo posible.

t_f	$406\mu m$	W_i	$697\mu m$
t_g	$508\mu m$	W_o	$1657\mu m$
Cladding serie	$17\mu m$	t_i	$582\mu m$
Cladding lab.	$20\mu m$	t_o	$1542\mu m$
GAP	$480\mu m$	Z_0	$49,87\Omega$

Tabla 7.6: Dimensiones ESICL v4

Con estos datos se consigue un diseño más fácil de fabricar, con un corte de mayor anchura y un sustrato más grueso sobre el que trabajar con comodidad.

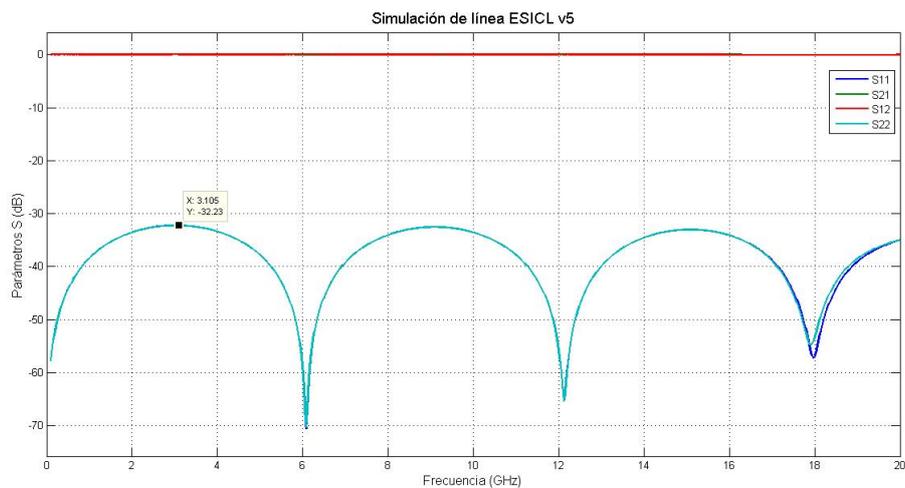


Figura 7.8: Parámetros S de la línea ESICLv5

Análisis Durante la evolución de las diferentes ESICL se pueden apreciar dos compromisos claros: por un lado el aumento del gap, empeorando las condiciones de un futuro diseño con cristal líquido en beneficio de los parámetros de transmisión. Por otro lado el aumento de la sección del conductor interior en beneficio de la resistencia estructural de futuros diseños a cambio de aumentar aún más el gap. Estos compromisos sumados a otras consideraciones de distintos ámbitos expuestas en apartados anteriores condicionaran en todo momento las decisiones tomadas en el diseño de las diferentes estructuras.

Otras consideraciones implicadas de forma más directa con el diseño y la simulación son los errores o desviaciones de los modelos matemáticos con respecto a la realidad. En este punto del proyecto ya se ha realizado un modelo matemático que relaciona las dimensiones de la línea ESICL con sus dimensiones físicas, pero ¿Cómo de fiable es? En la figura 7.9 se puede observar la gran precisión de este modelo, con desviaciones de pocas unidades con respecto a las simulaciones.

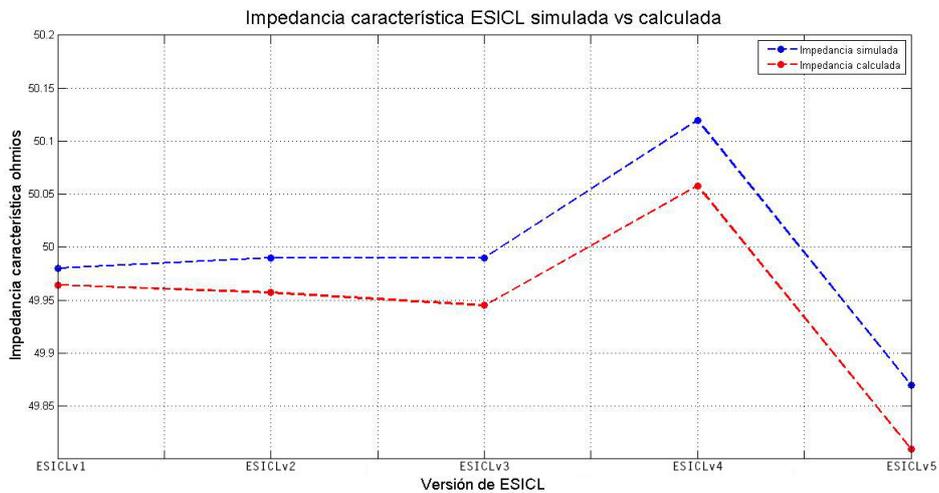


Figura 7.9: Comparación entre el modelo simulado y el modelo o ecuación matemática de impedancia característica de una línea ESICL

Nuevo modelo de ESICL

Con el avance en el proceso de documentación y teoría en el ámbito de la fabricación, se cuestionó el modelo de las estructuras usadas con el objetivo de evolucionar hacia otro lo más realista posible. A parte de las consideraciones de resistencia mecánica ya mencionadas se encontró un grave error: el anterior diseño consideraba una capa de soldadura de espesor nulo, algo impensable incluso para su fabricación sin soldadura ya que la propia rebaba de los cantos fresados provoca un pequeño espaciado.

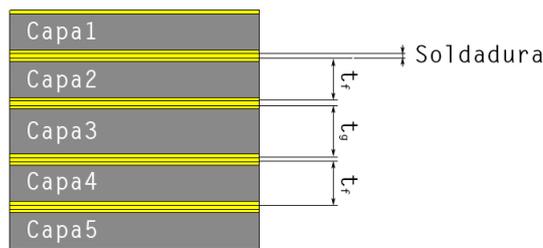


Figura 7.10: Nuevo modelado de ESICL teniendo en cuenta el espesor de la capa de soldadura

Como se ha indicado en el apartado de consideraciones el fabricante indica el tamaño medio de las partículas metálicas que conforman la pasta de soldadura, aún así, se ha decidido considerar un tamaño mayor, asignando capas de soldadura de $50\mu m$ de espesor. Este cambio del modelo modifica los anteriores diseños, ya que, usando los mismos sustratos, se consiguen gaps $100\mu m$ mayores (2 capas de soldadura) con lo que el ancho del conductor interior aumentará para adquirir la misma impedancia característica, tal y como puede observarse en la gráfica comparativa de la figura 7.11.

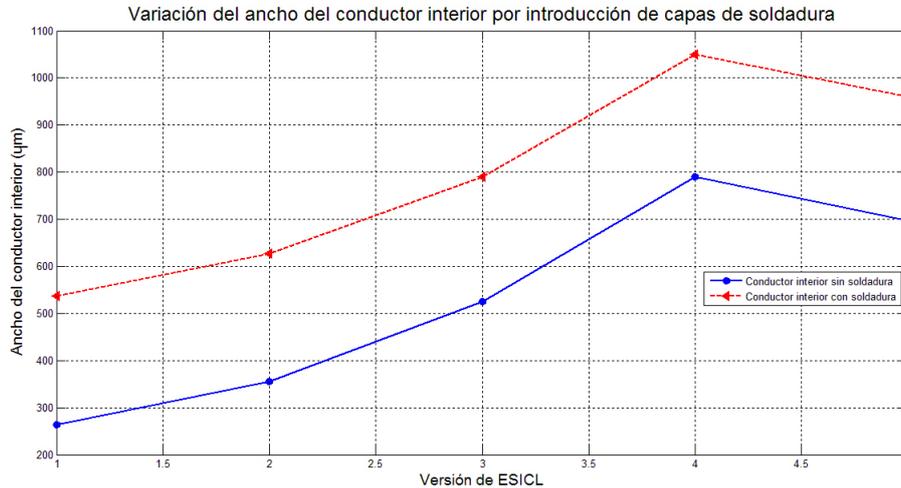


Figura 7.11: Anchura del conductor interior de los diseños de ESICL en el modelo sin soldadura y con soldadura.

No se han incluido los datos de parámetros S o impedancias de cada modelo en esta memoria, porque aunque se han calculado, son similares a la de los diseños anteriores sin capa de soldadura.

7.2. Diseño completo 1

El proceso de diseño parte desde la elección de un modelo de sustratos conglomerados, sobre el que se diseñarán cada una de las estructuras que conformarán la transición. La elección de este conglomerado supondrá la toma de una serie de decisiones importantes como: el espesor de los sustratos y sus metalizaciones, así como su permitividad y la presencia o no de soldadura y, en caso afirmativo, su espesor.

En este diseño se han seleccionado tres sustratos distintos para conformar el conglomerado: un sustrato de teflón que presentaba problemas con el metalizado para conformar las tapas o capas 1 y 5 ya que estas no requieren de esta operación y otro sustrato comercial de permitividad relativa cercana a 3 de la familia RO4000 con dos espesores diferentes para conformar las capas 2, 3 y 4. Los parámetros asignados al modelo son los siguientes:

- Capas 1 y 5: sustrato RT/duroid 6002 de $0,51$ mm de espesor con una metalización de $35\mu m$, y permitividad relativa de $2,94$ que no afectará al diseño ya que el campo electromagnético no se propagará por el interior de este sustrato.
- Capas 2 y 4: se ha seleccionado un RO4003C con permitividad relativa de $3,38 \pm 0,05$ con un espesor de $406\mu m$ y una metalización de $17\mu m$, aunque en la simulación se ha considerado una metalización de una micra mayor atribuida a los posibles errores de electro-deposición y una permitividad relativa de $3,55$ que es la recomendada por el fabricante para obtener diseños lo más acorde posible a la realidad.

Aunque por el sustrato de la capa 4 no se propaga el campo, se ha decidido usar el mismo material que en la capa 2 para que sus espesores sean lo más parecido posibles, una forma de reducir costes podría ser la sustitución del material de esta última capa por otro más barato o incluso por una plancha de material conductor, siempre que sus dimensiones sean exactas a las de la capa 2.

- Capa 3: se ha seleccionado el mismo material que en las capa 2 y 4 por los que sus consideraciones eléctricas son igualmente válidas. En cuanto a las dimensiones se ha mantenido el mismo espesor de metalizado, por comodidad de stock, pero se ha aumentado la altura del sustrato a $508\mu m$.
- Soldadura: se ha decidido incluir una capa uniforme de soldadura de cobre de $50\mu m$ de espesor, aunque el material del modelo no se corresponde con el material que se usará en el proceso de fabricación, la diferencia será mínima.

Una vez se han seleccionado los materiales y estimado las dimensiones es el momento de comenzar el proceso de diseño que parte desde el cálculo teórico de los parámetros geométricos de las principales estructuras: ESICL, complanar y coplanar tapada para alcanzar unos diseños teóricos de impedancia característica cercana a 50Ω , tras lo cual se modelaran en el software de simulación CST para su posterior optimización.

7.2.1. ESICL

En esta misma sección se han realizado estudios con el objetivo de caracterizar esta misma estructura, por lo que no se detallará en profundidad este proceso. El diseño, simulación y optimización de este modelo es bastante fácil y rápido, ya que es una estructura cerrada con un alto confinamiento del campo y su modelo matemático es realmente preciso. El modelo del diseño nos fija ciertos parámetros de la estructura que no podrán ser modificados como: el espaciado entre conductores o gap; en este modelo se supondrán gaps verticales y horizontales idénticos; y la altura del conductor interior y exterior. Esto solo nos permite variar un parámetro para la síntesis de una impedancia característica específica: el ancho del conductor interior (W_i). Tras una corta optimización se pudo obtener un buen valor fabricable del conductor interior con el que se obtiene una línea de transmisión de 50Ω en el ancho de banda seleccionado. En la tabla 7.7 se pueden observar las dimensiones teóricas obtenidas del modelo matemático y en la tabla 7.8 las dimensiones obtenidas tras el proceso de simulación y optimización:

W_i	0,95 mm	Sección n_i	0,555 mm^2
t_i	0,584 mm		
W_o	2,114 mm	Sección n_o	3,695 mm^2
t_o	1,748 mm		
Gap		0,582 mm	

Tabla 7.7: Parámetros de ESICL calculados matemáticamente

W_i	0,96 mm	Sección n_i	0,56064 mm^2
t_i	0,584 mm		
W_o	2,124 mm	Sección n_o	3,712752 mm^2
t_o	1,748 mm		
Gap		0,582 mm	

Tabla 7.8: Parámetros de ESICL optimizados

El resultado es una línea coaxial cuadrada integrada en sustrato con la impedancia característica indicada en la figura 7.12.

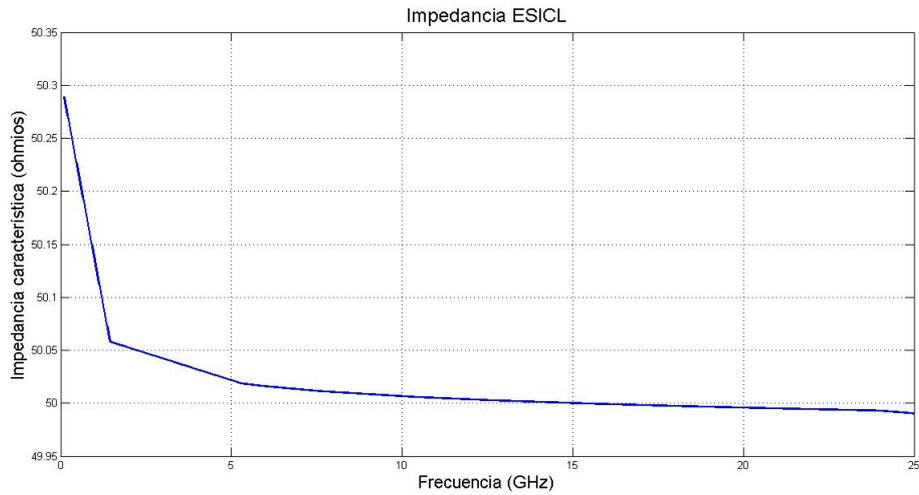


Figura 7.12: Impedancia característica de la línea ESICL en el primer diseño en el rango de frecuencias de interés

Esta estabilidad en frecuencia permite obtener unos parámetros de reflexión muy buenos a lo largo de un gran ancho de banda, en este caso se pueden observar en la figura 7.13 unos coeficientes de reflexión por debajo de -30 dB en todo el rango de frecuencias de interés.

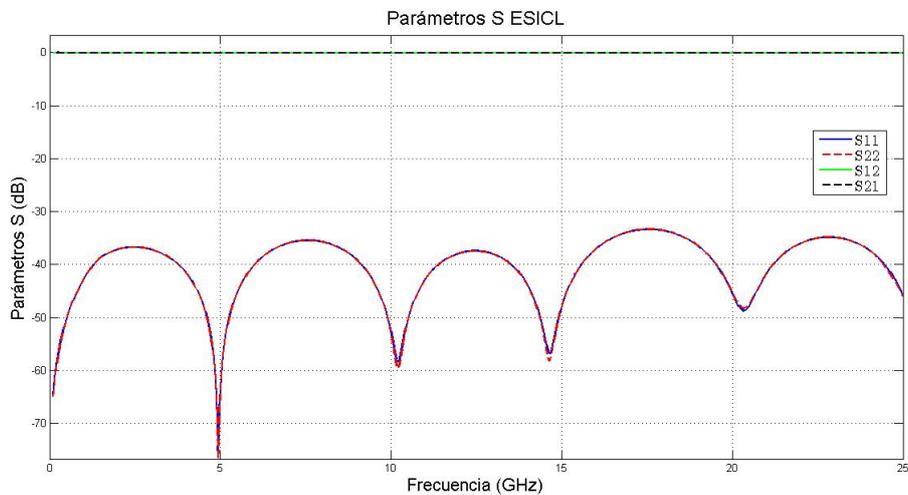


Figura 7.13: Parámetros S de la línea ESICL en el primer diseño en el rango de frecuencias de interés

Aunque sólo se han mostrado los resultados en el rango de frecuencias de interés, estos se continúan cumpliendo más allá, hasta la propagación del segundo modo fundamental de esta estructura, a partir de 30 GHz, como puede observarse en la figura 7.14.

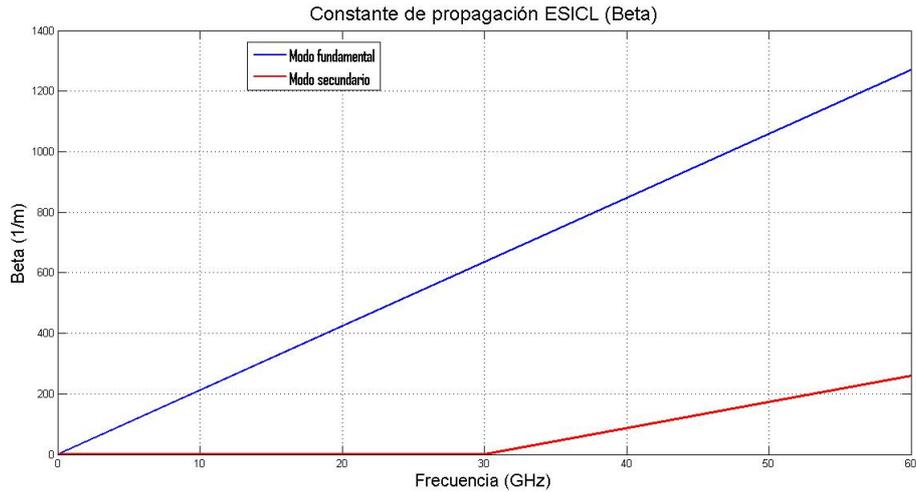


Figura 7.14: Constantes de propagación de los dos primeros modos de la línea ESICL en el primer diseño

7.2.2. Coplanar

Esta línea de transmisión requiere de una única capa para su implementación: la capa 3, cuya altura y permitividad quedarán limitadas a las del sustrato comercial usado. Ésto deja pocas variables con las que “jugar” para obtener una estructura de guiado con una impedancia característica de 50Ω . El proceso de diseño parte de la solución obtenida mediante las ecuaciones descritas en la sección de tecnología, con las que se obtienen unas dimensiones aproximadas a partir de las cuales se simula y optimiza en el software de simulación CST hasta conseguir una impedancia lo más cercana a 50Ω con unas dimensiones fabricables. Dadas las características abiertas de esta línea su simulación y optimización es muy costosa por lo que es más importante aún seleccionar los métodos de análisis y optimización más adecuados.

Para que las estructuras sean fabricables, se les han impuesto ciertos límites: los diámetros de las vías vienen prefijados por los diámetros de las fresas de perforación y la separación entre las vías y el borde del plano de tierra superior será de $450 \mu\text{m}$, una separación necesaria para que el metalizado no se desprenda. Con estos datos el ancho entre vías queda supeditado al ancho entre tierras, por lo que solo se cuenta con dos parámetros libres: el ancho de la tira activa y el espacio entre ésta y las tierras superiores, que será el ancho a fresar.

Con estas consideraciones se han obtenido las dimensiones de la tabla 7.9 para el modelo calculado de forma teórica y las dimensiones de la tabla 7.10 tras su posterior optimización:

a	0,8 mm	g	0,15 mm
b	1,1 mm		
h		0,508 mm	
W_{vias}	2 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.9: Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 1

a	0,63 mm	g	0,15 mm
b	0,93 mm		
h		0,508 mm	
W_{vias}	1,83 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.10: Dimensiones físicas para la línea coplanar del diseño 1 tras una optimización

Con estos parámetros se obtiene una impedancia característica mostrada en la figura 7.15 con un valor muy cercano al objetivo pero con una gran variación en frecuencia.

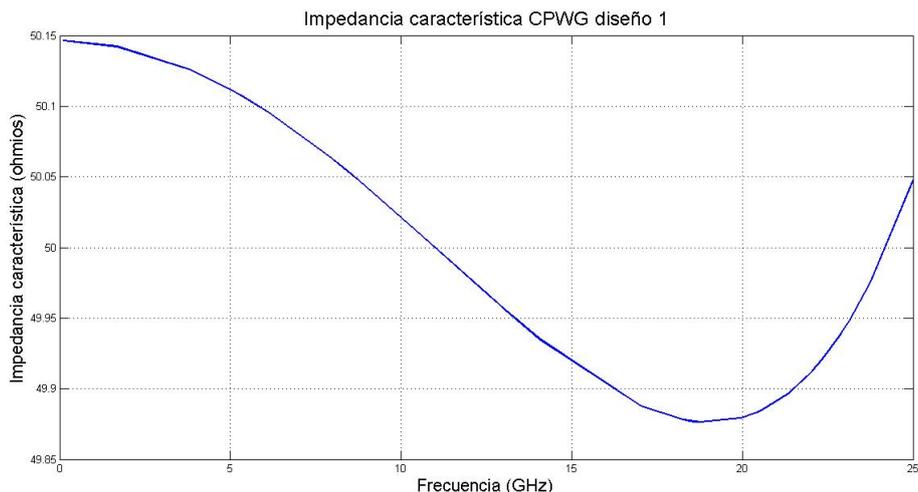


Figura 7.15: Impedancia característica de línea coplanar con tierra CPWG del diseño 1

Con esta impedancia se obtiene unos parámetros S realmente buenos, teniendo en cuenta el tipo de estructura usada, con unos coeficientes de reflexión menores de -30 dB en casi todo el rango de frecuencias de interés tal y como puede observarse en la figura 7.16.

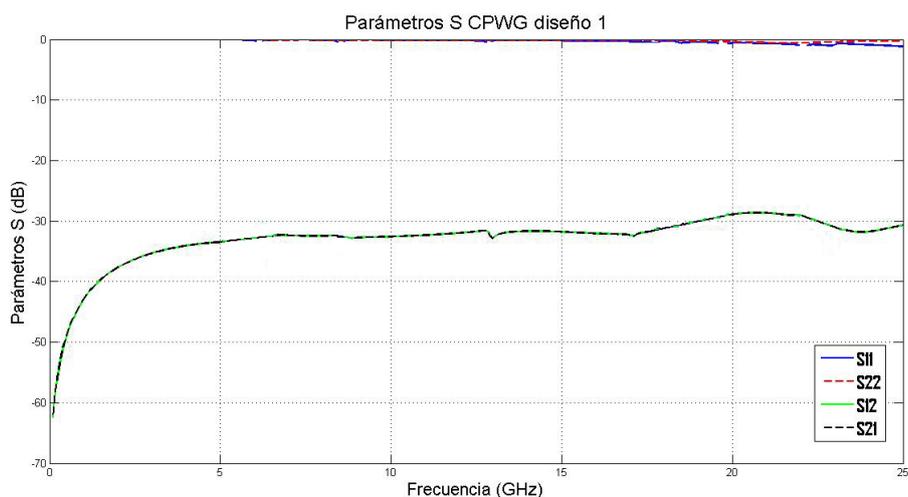


Figura 7.16: Parámetros S de línea coplanar con tierra CPWG del diseño 1

Los parámetros S de esta línea cumplen las expectativas dentro del rango de frecuencias de interés, solo queda saber si la frecuencia de corte superior del siguiente modo es mayor

o menor de 25 GHz.

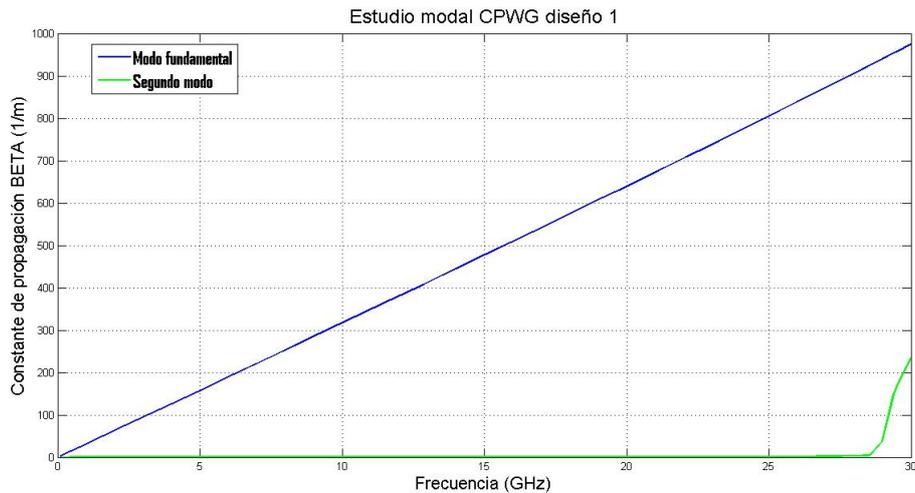


Figura 7.17: Estudio modal de línea copanar con tierra CPWG del diseño 1

Como se puede observar en la figura 7.17 la frecuencia de corte del segundo modo es de 28 GHz lo que cumpliría las expectativas, ya que es mayor que el ancho de banda objetivo.

7.2.3. Coplanar tapada

Esta estructura sólo hace uso de dos capas de sustrato y aunque su estructura confina el campo electromagnético, se pueden acelerar su simulaciones usando un modelo con sólo estas dos capas, obviando el resto de sustratos innecesarios. Al igual que en las anteriores estructuras ciertas dimensiones de ésta se encuentran ligadas a las dimensiones de los sustratos seleccionados y ciertos procesos de fabricación, éstas dimensiones son: la altura del sustrato principal, la separación entre la tira activa y la tapa, el diámetro de las vías, el espaciado entre éstas y las tierras superiores. En esta estructura, dicho espaciado ha de ser aún mayor para permitir el correcto reflujo de la pasta de soldadura entra las dos capas, fijando, con este objetivo, un espaciado excesivo de 1 mm. Con estas limitaciones sólo quedan dos parámetros con la suficiente libertad para implementar la impedancia característica deseada: el ancho de la tira activa y la separación entre tierras, aún así, en la tabla 7.11 se muestran todas las dimensiones necesarias para realizar el modelado de la estructura de 50 Ω .

a	0,565 mm	g	0,2675 mm
b	1,1 mm		
h		0,508 mm	
h_1		0,4094 mm	
W_{vias}	3,1 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.11: Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 1 tras optimización

Con estas dimensiones se obtiene una línea con impedancia característica muy cercana al objetivo y con una desviación relativa pequeña, gracias a la cual se obtienen unos coeficientes de reflexión impresionantemente estables por debajo de -30 dB, tal y como puede observarse en la figura 7.18.

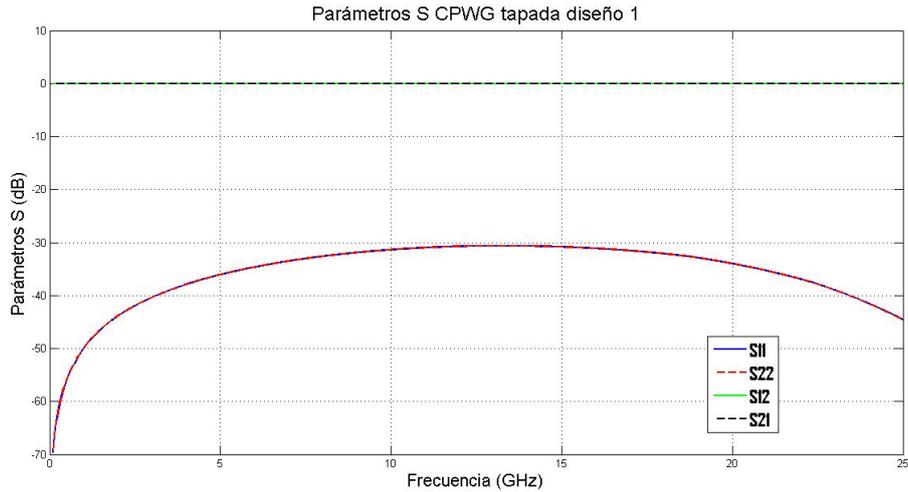


Figura 7.18: Parámetros S de línea coplanar con tierra CPWG tapada del diseño 1

Esta estructura trabaja en rango monomodo hasta los 26 GHz frecuencia a partir de la cual empieza a propagarse un modo híbrido, efecto apreciable en la figura 7.19 y que por suerte no afecta al ancho de banda de nuestro diseño.

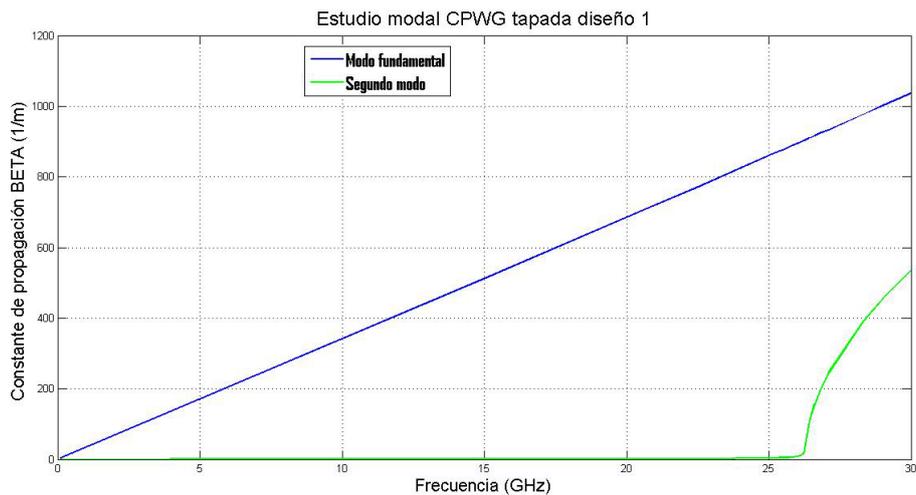


Figura 7.19: Estudio modal de línea coplanar con tierra CPWG tapada del diseño 1

7.2.4. Transición

Llegados a este punto sólo queda diseñar el tramo de transición o línea triplaca encapsulada, aunque puede existir un paso intermedio en el que se optimice la reflexión entre la coplanar y la coplanar tapada antes de entrar de lleno al diseño completo. Esta simulación busca adaptar no solo las impedancias, sino el acoplo de ambos campos, aunque dada la similitud entre ambas estructuras, no suele conseguirse grandes resultados sirviendo únicamente para obtener un límite inferior del coeficiente de reflexión a falta de simular el sistema completo.

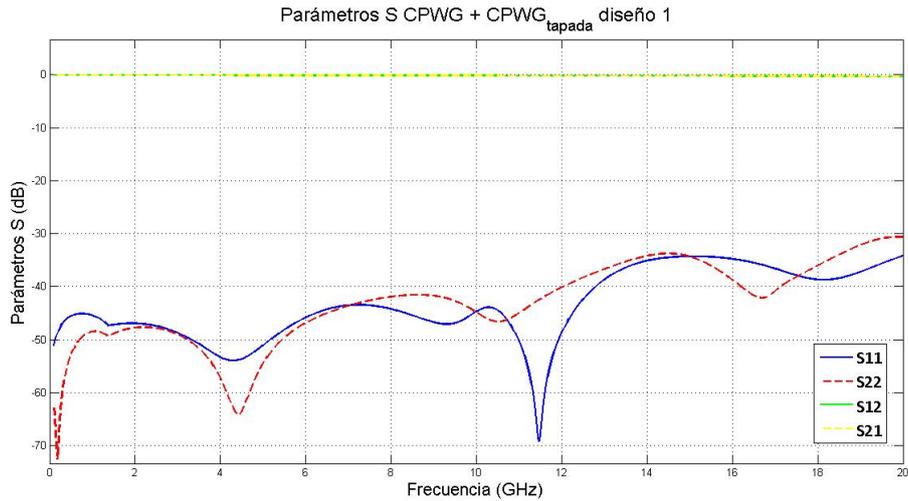


Figura 7.20: Parámetros S de ambas líneas coplanares del diseño 1 interconectadas

El resultado de dicha simulación puede observarse en la figura 7.20, con un coeficiente de reflexión por debajo de los -30 dB y unas pérdidas de transmisión máximas de 0,05 dB. En definitiva. Una buena transición de coplanar a coplanar tapada que no se ha podido mejorar mediante optimización.

Para el diseño y optimización del tramo de transición se ha de simular todo el diseño, partiendo desde la línea coplanar y pasando por la coplanar tapada y la transición hasta llegar a la ESICL. En este punto hay que aplicar un límite al coeficiente de reflexión de -25 dB para alcanzar el límite back to back de -20 dB impuesto anteriormente. Como primera aproximación, si se desea, se pueden optimizar los parámetros de la transición omitiendo la línea coplanar, es decir, partiendo desde la coplanar tapada. De esta manera y dado que todas las estructuras son cerradas y confinan el campo se puede acelerar el proceso de simulación, aunque se recomienda realizar simulaciones posteriores en las que se incluya a la coplanar con tierra.

Como punto de partida se realizó un modelo simplificado de la transición para obtener unos resultados a partir de los que partió un modelo más realista. En este modelo simplificado, las paredes metálicas verticales de la transición en sus tres capas no están formadas por vías, sino por paredes perfectas, de esta forma se puede acelerar el proceso de optimización, ya que se parte desde un punto alejado del objetivo.

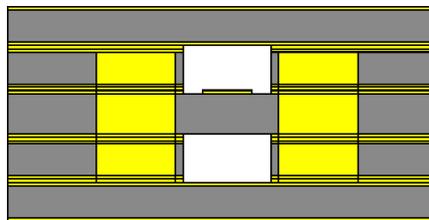


Figura 7.21: Modelo simplificado de transición

Como se puede observar se ha dejado un hueco libre entre el corte de la transición en las capas 2 y 4 y el bloque metálico que modela la pared, emulando el espacio que habría que dejar en un diseño real entre las vías y el corte para evitar el levantamiento del metalizado, al igual que ocurre con las vías de las coplanares. Llegados a este punto y partiendo desde este modelo de transición simple se asigna una longitud mínima a la transición de 1 mm por motivos obvios de fresado, así como una tira activa mínima de 300

μm . Tras una optimización se obtuvo una longitud igual a la mínima impuesta, un ancho de tira de $625 \mu\text{m}$ y una anchura entre paredes de la transición de $1,1 \text{ mm}$, obteniéndose los resultados de la figura 7.22.

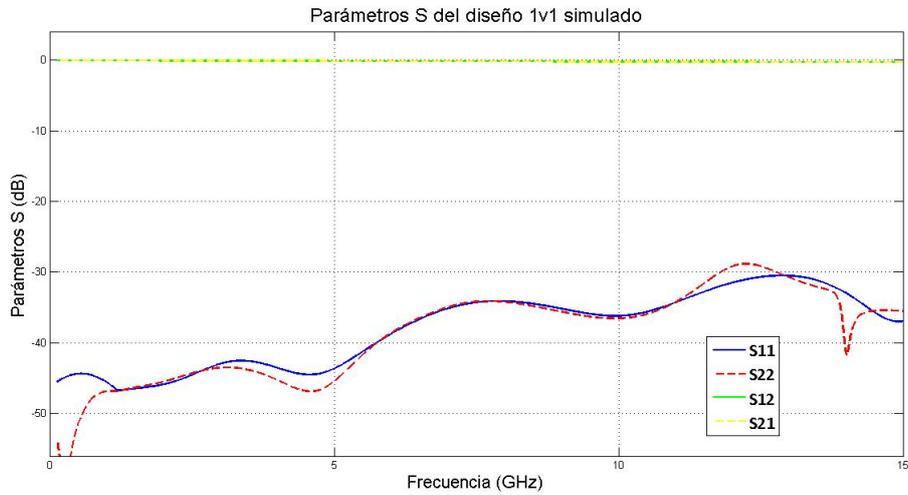


Figura 7.22: Parámetros S del diseño 1v1 simplificado

Con estos prometedores resultados llega el momento de pensar en el modelo realista, para el que fue necesario un análisis exhaustivo del proceso de fabricación expuesto en la sección 5. En este punto se prefirió emular la pared conductora ideal con dos filas de vías de $250 \mu\text{m}$ de diámetro dispuestas de forma que cubrieran el suficiente área como para tapar la misma superficie que el bloque conductor del diseño simplificado, es decir, la longitud de la transición y el ancho necesario para crear una pared conductora hasta el conductor exterior de la ESICL. El modelo por capas de este diseño, junto a las variables a referidas posteriormente pueden observarse en los siguientes esquemas de fabricación, con vías representadas en verde, borrados de cobre en azul, los cortes en blanco y el cobre en amarillo. Para la correcta visualización del modelo se han alterado ciertas dimensiones, por lo que estas representaciones no pueden tomarse como un plano fiel de la transición.

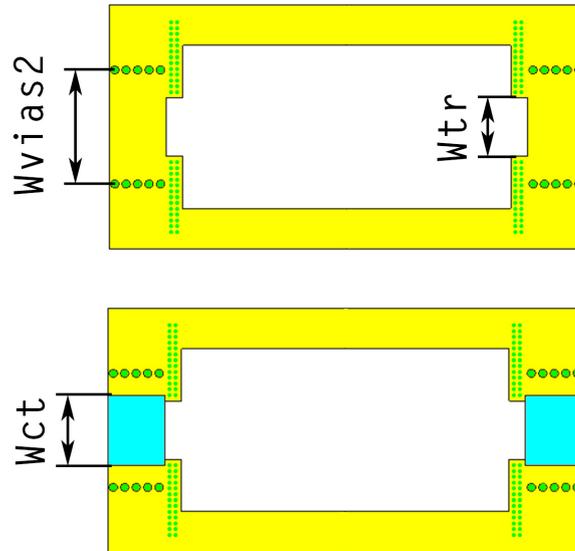


Figura 7.23: Modelo realista del diseño 1, capa 2. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior

Esta capa presenta dos puntos críticos: las vías de menor tamaño emulan una pared conductora sólida, por lo que los cortes pegados a ellas no tienen que metalizarse. El proceso de fabricación ha de adaptarse a estas necesidades segmentado el proceso de corte de manera ingeniosa para evitar, en la medida de lo posible, la desmetalización de paredes, ya que esta operación se realiza de manera brusca mediante el raspado manual con bisturí.

La capa 3 es aun más problemática, como se puede observar en la figura 7.24, presenta mucha más operaciones de corte, borrado y agujereado.

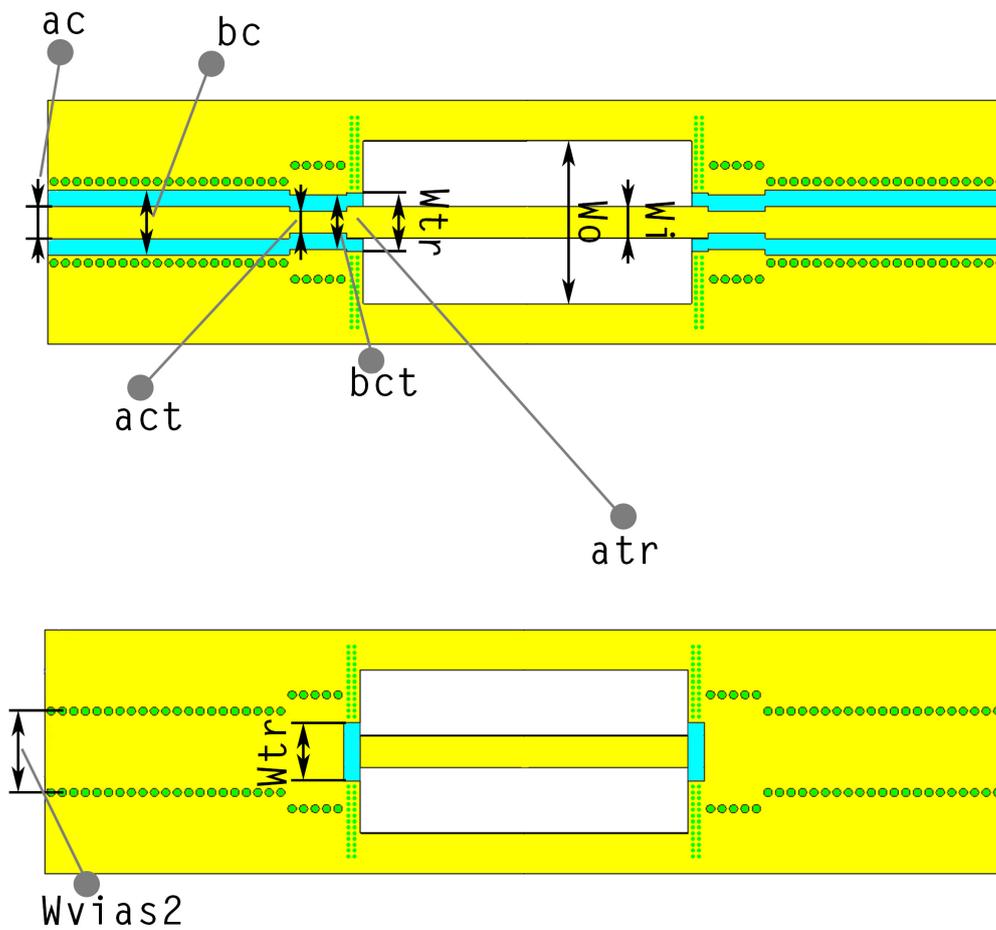


Figura 7.24: Modelo realista del diseño 1, capa 3. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior

Esta capa presentaba conflictos de metalizados de paredes similares a la capa anterior, además de un problema de precisión, ya que los rectángulos a cortar presentan unan dimensiones difíciles de manejar. Será necesario el uso de herramientas de precisión para el corte, algo que repercutirá en su vida útil y, por tanto, en el presupuesto.

Aunque la capa 4 mostrada en la figura 7.25 presenta un perfil muy parecido a la capa 2 las metalizaciones de las paredes presentan una configuración algo distinta, llegados a este punto puede parecer que las vías en sustitución de paredes han sido una mala elección, pero tal y como se estudió en el capítulo de diseño, aunque mala, era la mejor opción.

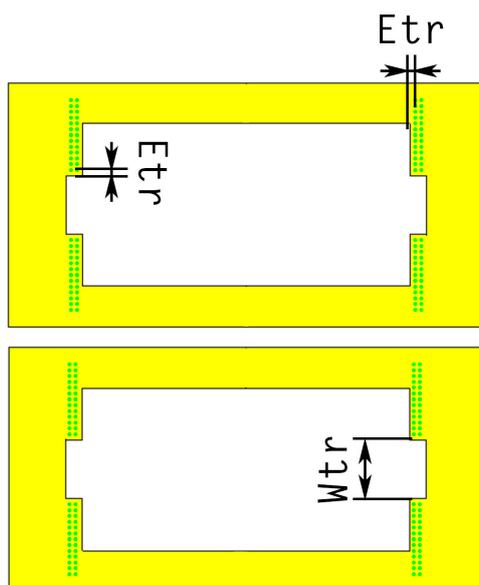


Figura 7.25: Modelo realista del diseño 1, capa 4. Cara top en la parte superior y su cara bottom en la inferior

Con este modelo se realizaron pequeñas modificaciones concernientes al ancho entre vías y ancho del activo de la transición con el objetivo de mejorar unos parámetros S que se vieron fuertemente afectados por el cambio al modelo real. Los parámetros S finales de esta transición se encuentran representados en la imagen 7.26.

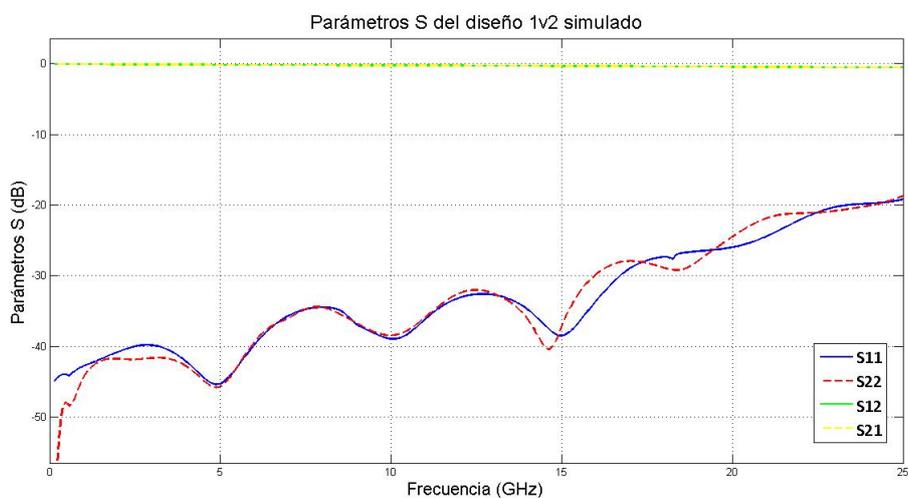


Figura 7.26: Parámetros S del diseño 1 en su versión realista (1v2) no back to back

Si embargo en la simulación se cometió un error durante el desarrollo del anterior modelo, dejando una pared de la capa 4 sin metalizar, por lo que fue necesaria un ajuste de la simulación y su posterior optimización, ya que esta nueva condición de contorno había empeorado y mucho los resultados. Tras este arduo proceso de cambios de modelo, simulaciones, planteamientos y optimizaciones se consiguió llegar a un primer diseño, lo suficientemente realista como para ser fabricado con las dimensiones de la tabla 7.12.

W_{tr}	1,1 mm
a_{tr}	0,625 mm
W_{viastr}	1,55 mm
L_{tr}	1 mm

Tabla 7.12: Dimensiones físicas de la transición

Los parámetros S de este diseño en su versión back to back se encuentran en la figura 7.28 y los correspondientes a su su versión simple en la figura 7.27.

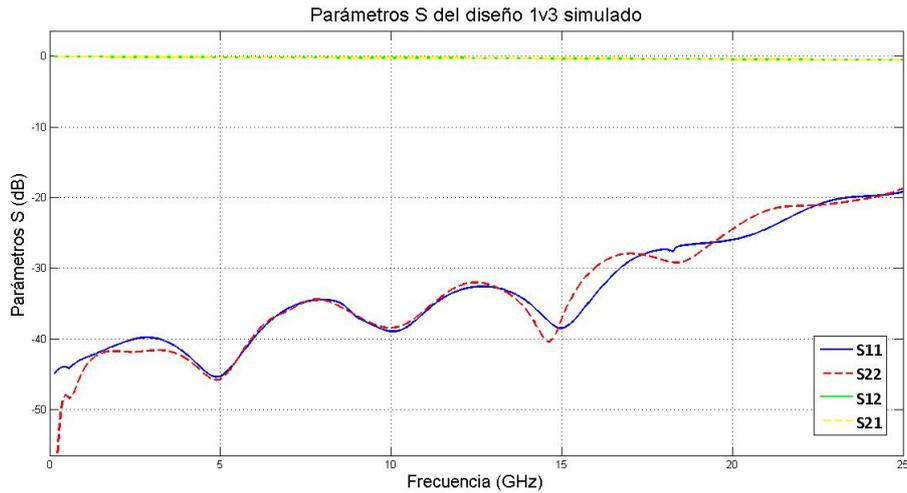


Figura 7.27: Parámetros S del diseño 1v3 a fabricar en su versión no back to back

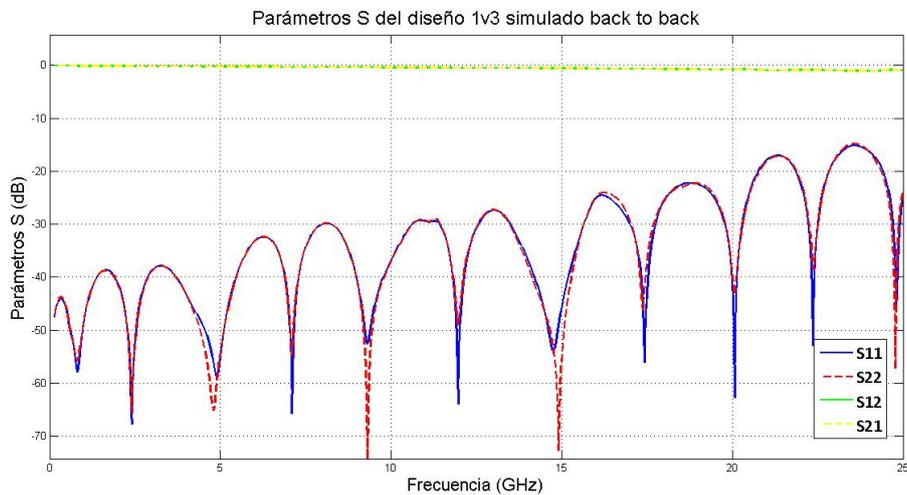


Figura 7.28: Parámetros S del diseño 1v3 a fabricar en su versión back to back

7.3. Fabricación del diseño 1v3

Acabado el proceso de diseño de esta primera transición, simulado sobre un modelo lo suficientemente realista como para emprender el desconocido camino de la fabricación, llegó el momento de hacerse una pregunta: ¿cómo se implemente algo así? Pues bien, aunque parezca mentira, el mayor problema fue la organización de los cortes para conseguir que

ciertas paredes estuvieran metalizadas mientras otras quedasen descubiertas, pero con tiempo se llegó a una solución que hubo que plasmar en los siguientes diseños de archivos gerber de fabricación, para los que sin duda es necesario repasar el apartado 5.2.1.

7.3.1. Gerbers

Hay que empezar, al igual que con toda estructura en este proyecto, por capas, ya que al ser un dispositivo SIC es la forma más sencilla. Se pide al lector cierta abstracción y se recordarán brevemente las peculiaridades de estos archivos: los borrados se representan como la eliminación de material de una figura plana y los cortes como una figura plana de la forma a cortar, también es necesario recordar que por motivos de precisión se ha tenido que recurrir al borrado como herramienta auxiliar de corte de precisión.

Capa 2

Describir en detalle partes de una estructura 3D así de compleja a personas que la desconocen, cuando para uno mismo es tan conocida, es sumamente difícil, por lo que se ha tenido que recurrir a un gran número de imágenes. Así, una vez más se ha de recurrir a un simple esquema donde se muestran los bordes cuya extrusión en profundidad (paredes verticales) han de presentar una capa de material conductor y aquellas donde ocurre justo lo contrario.

En la figura 7.29 se puede ver la cara top de la capa 3 del diseño con representaciones esquemáticas de los efectos deseados en cada pared, así, los elementos en gris representan áreas donde se tiene que realizar un borrado de cobre, los bordes rojos paredes o vías que necesitan ser metalizadas y los azules paredes que no pueden presentar metalización.



Figura 7.29: Esquema de fabricación de la capa 2

Como se puede observar las paredes cercanas a la transición tienen que quedar necesariamente desnudas de conductor, mientras que las paredes que conforman el conductor exterior de la ESICL han de contar con una capa de material conductor.

Estas necesidades imponen un problema, ya que todas las paredes producidas por cortes o agujereados realizados antes del proceso de metalización quedarán recubiertas de cobre, si se realiza el corte marcado en línea negra discontinua antes de metalizar, ciertas paredes que conforman la transición (destacadas en azul) quedarán metalizadas lo que es contraproducente. Por ello se ha realizado un fresado específico de esta zona, es imposible adjuntar imágenes completas de los gerbers diseñados porque debido a las pequeñas dimensiones de los cortes no se apreciaría bien, pero en la figura 7.30 se puede observar un fragmento que representaría la zona en conflicto.

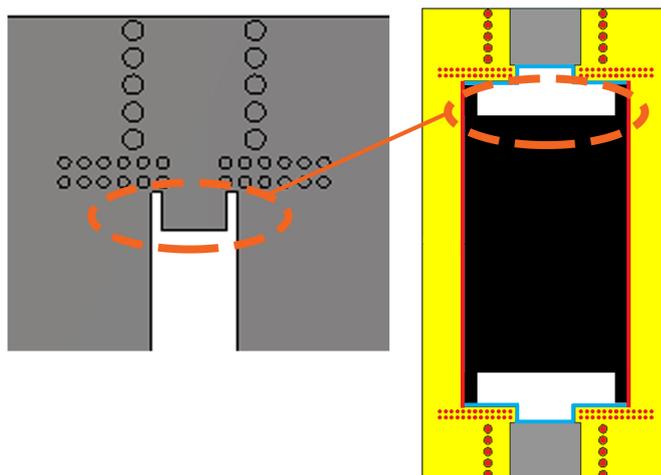


Figura 7.30: Esquema y fragmento de estructura gerber del proceso de fresado corte con esquemático de metalización

Como se puede observar se realiza un borrado corte de la zona marcada en negro, reduciendo al mínimo el efecto del metalizado en aquellas paredes que no lo necesitan a costa de dejar un sobrante de material, representado en blanco, que tendrá que ser eliminado despues del metalizado mediante una simple operación de corte.

Capa 3

La capa 3 es sin duda la más complicada, ha supuesto una molestia durante todo el proyecto, incluso en el proceso de redacción de este mismo proyecto ya que su compleja fabricación resulta difícil de expresar de forma entendible. En la figura 7.31 se puede ver la cara top de esta capa, destacados, como en la anterior figura: las áreas a borrar en gris, los bordes o paredes y vías metalizados en rojo y y los bordes o paredes sin metalizar en azul.

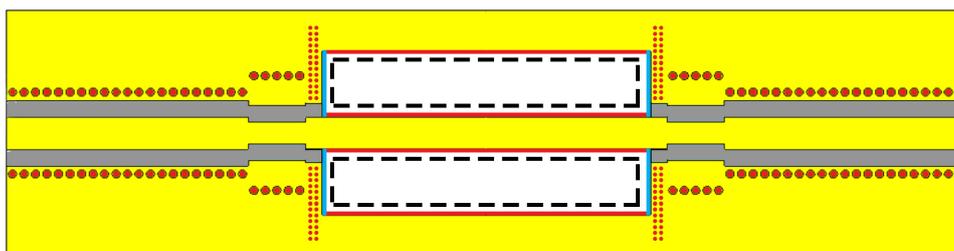


Figura 7.31: Esquema de fabricación de la capa 3 en su cara top

Como se puede observar, si se realiza el corte del rectángulo de línea negra discontinua y se metaliza las paredes perpendiculares a la dirección de propagación pegadas a la transición quedarían metalizadas, pero deben de presentar necesariamente paredes desnudas que no obstaculicen la propagación del campo. Sin embargo, no se puede realizar la misma técnica empleada anteriormente, ya que el ancho del corte es cercano a $600 \mu\text{m}$ y la fresa más delgada que me permito usar para realizar este borrado corte es de $250 \mu\text{m}$. La parte que quedaría metalizada si se realiza una hendidura similar a la de la capa 2 no solo sería demasiado grande, sino que se situaría en la peor parte: la parte central de la transición. Por lo que se ha decidido realizar el corte descrito en línea discontinua y rascar

las paredes con un bisturí en aquellas zonas donde no se necesite metalizado (Los bordes marcados en azul).

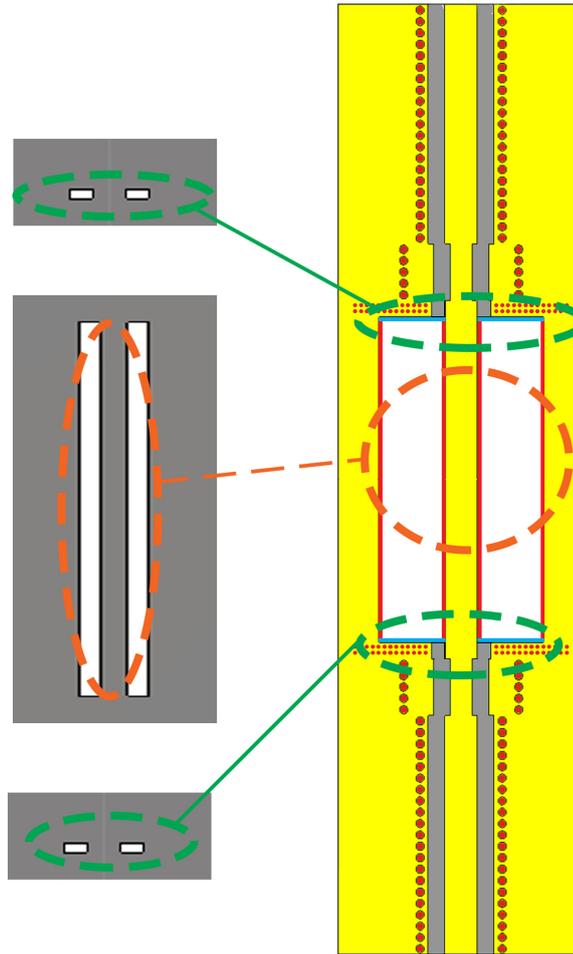


Figura 7.32: Esquema de corte de la capa 3 sobre su cara top

Aunque no se realizó ninguna operación especial para no metalizar la pared, sí se realizó un corte especial para conseguir un acabado lo más recto posible en las esquinas sin realizar todo el corte con una fresa de precisión. Básicamente se fraccionó el corte en dos partes, los cortes de la parte interior que se realizaron con una fresa de $400\ \mu\text{m}$, mientras que las esquinas se realizaron con una fresa de $250\ \mu\text{m}$, de esta forma conseguimos un gran precisión en las zonas críticas sin desgastar las herramientas más caras.

Por supuesto, tras el agujereado de las vías a metalizar y el borrado-corte se realizó el metalizado, tras el cual se realizaron los borrados necesarios para labrar las distintas estructuras de guiado, una vez concluido el proceso se rasparon, con el bisturí, las paredes indicadas.

Capa 4

El esquema de esta capa se asemeja mucho al de la capa 2, aunque no ocurre así con su esquema de fabricación, en la figura 7.33 se muestra, al igual que con el resto de capas un esquema de los procesos a realizar para conformar correctamente la estructura, donde: las áreas a borrar se representan en gris, los bordes o paredes y vías metalizados en rojo

y los bordes o paredes sin metalizar en azul.

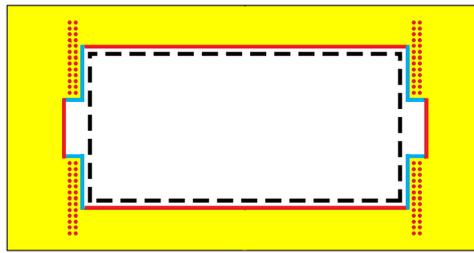


Figura 7.33: Esquema de fabricación de la capa 4 en su cara top

Si se realiza el corte destacado en línea discontinua antes del metalizado no solo se metalizaran paredes que han de estar necesariamente desnudas, sino que no se metalizará la pared trasera. Para solucionar este problema se ha recurrido a las dos tecnicas aplicadas en las capas 2 y 3.

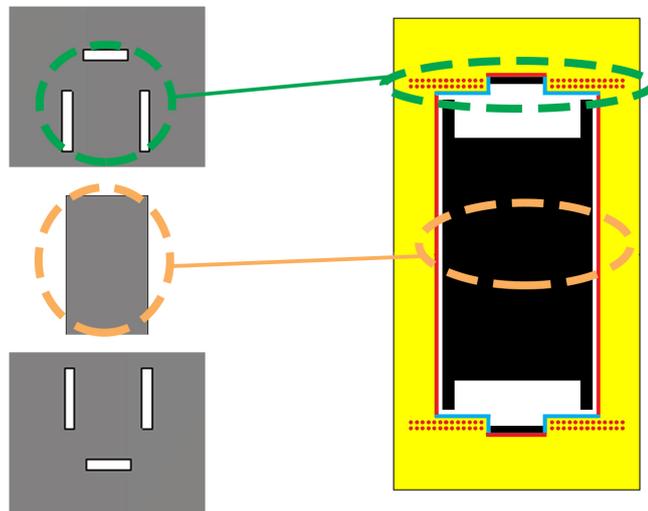


Figura 7.34: Esquema de corte de la capa 4 sobre su cara top

Se realizan dos cortes de precisión para permitir el metalizado de las caras en la esquina y la tapa del fondo de la cavidad, sin metalizar mucho las caras desnudas, así se soluciona el problema de metalizado. Por supuesto, estas operaciones han de desarrollarse con herramientas de precisión. Se puede observar como el corte grueso se planeó con una herramienta de corte y no de borrado a diferencia del de la capa 2. Se realizó así para obtener los dos resultados y poder elegir la viabilidad de cada operación en sucesivos diseños. Con estas dos operaciones se cortarían el área destacada en negro. En el modelo real también se han incluido dos filas de vías metalizadas dentro del círculo de línea discontinua verde por si fallase la metalización.

7.3.2. Fabricación

En esta sección se mostrarán los resultados de fabricación con los que se pretende realizar un análisis de los procesos o técnicas de implementación, para ello se mostrarán las imágenes de las capas fabricadas. Empezando de abajo a arriba en la figura 7.35 se representa la cara inferior o bottom de las capas 5 y 4.

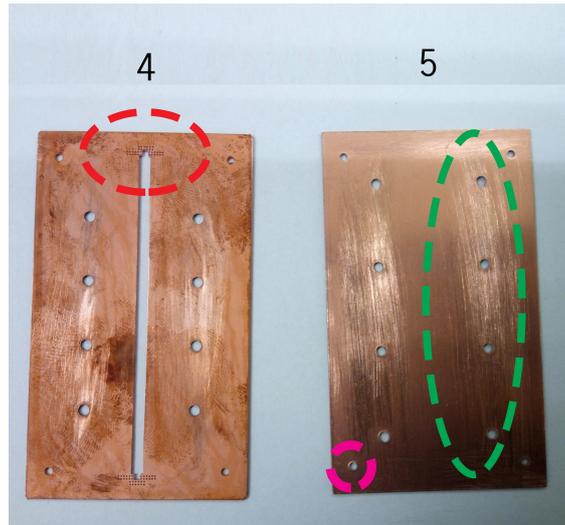


Figura 7.35: Capas 5 y 4 terminadas mostrando su cara inferior o cara bottom

En esta capa se han resaltado los agujeros preparados para la tornillería en verde, los agujeros de referencia o fiduciales en magenta y la parte más conflictiva de la capa 4 en rojo: la parte de la transición que necesita una pared metalizada y el resto desnudas. El resultado de fabricación de estas dos capas fue muy bueno, excluyendo la capa 5 cuyo proceso de fabricación no tiene ningún misterio, las técnicas usadas en la capa 4 dieron buen resultado. Si recordamos, en esta capa se realizó el corte de la cavidad por su parte central con una herramienta de corte de baja precisión, mientras que el corte de las esquinas se realizó con una herramienta de borrado de alta precisión, el resultado obtenido con la suma de estas técnicas es muy bueno por lo que se consideró su uso en los siguientes diseños. El metalizado de las vías de menor diámetro se realizó con éxito, es una buena noticia ya que este diámetro era el mínimo recomendado por la metalizadora con lo que su uso en el resto de proyectos es viable. Se podría decir que el resultado de las técnicas de fabricación de estas dos capas fue un éxito absoluto.

Sin embargo, no podemos decir lo mismo de las técnicas usadas en la capa 3. En la figura 7.36 se puede apreciarse el conjunto de varias capas 3 fabricadas en serie sobre el mismo sustrato. Se decidió fabricar más placas de las necesarias porque se preveía una tasa de elementos defectuosos alta, tal y como ocurrió.



Figura 7.36: Capas 3 en serie sobre sustrato, mostrando su cara superior o cara top

En esta figura 7.36 se puede apreciar la diferencia entre la metalización de serie del sustrato con un acabado brillante y tratada químicamente para evitar el óxido y la metalización realizada en laboratorio, con un acabado mate y totalmente expuesta al óxido. Esta imagen se tomó en el momento final de lijado de rebaba y desmetalización de la pared de la transición a bistorí. Como se puede observar, el conductor activo de una ESICL se rompió a la altura de la transición, aunque en la figura 7.37 se podrá ver mejor.

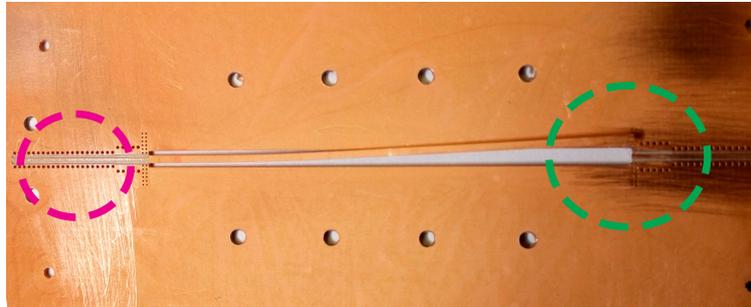


Figura 7.37: Capas 3 con activo roto mostrando su cara superior o cara top

Durante la desmetalización de la pared de la vía con el bisturí se rompieron dos conductores activos e incluso se rompieron las paredes de las vías, aunque se podía prever un mal resultado de esta operación, nunca se habría previsto un resultado tan malo, por lo que se decidió vetar el uso de bisturí para la eliminación de metalizaciones.

Por otro lado, el fresado de $150\ \mu\text{m}$ de la línea coplanar con tierra acabó suponiendo un desastre absoluto. Se intentó usar la fresa de precisión RF150 pero su vida útil abarcaba un recorrido de dos centímetros antes de romperse, por lo que, tras romper más de 3 fresas, se decidió utilizar una fresa de perfil cónico que con el error de precisión en profundidad acabó fresando con una anchura mucho mayor de lo deseado.

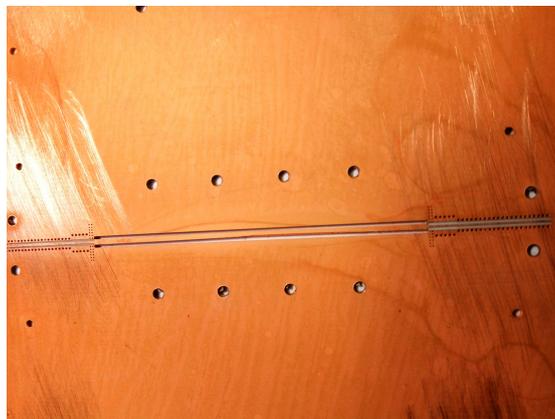


Figura 7.38: Capas 3 en mejor estado, posteriormente utilizada para el dispositivo final

En conclusión, este primer diseño de capa 3 fue un auténtico fiasco, solo se salvó un conductor interior con un fresado en la línea coplanar cercano a las $300\ \mu\text{m}$ por lo que no se prevén buenos resultados prácticos. Sin embargo, este primer diseño sirvió para tomar ciertas consideraciones futuras: se abandona el uso del bisturí como herramienta de eliminación de cobre, se aumenta el ancho mínimo de fresado de $150\ \mu\text{m}$ a $250\ \mu\text{m}$ y viendo la cantidad de paredes con vías rotas se decidió aumentar el espaciado entre el borde y la vía. Por otro lado el borrado de material de ciertas zonas era demasiado pequeño para realizarlo con precisión y no se llegaba a aislar correctamente el activo de la tierra (por lo que se tuvo que aislar a mano con bisturí), se decidió aplicar un aislamiento mínimo en

futuros modelos que permita un resultado aceptable tal y como ejempliza la figura 7.39.

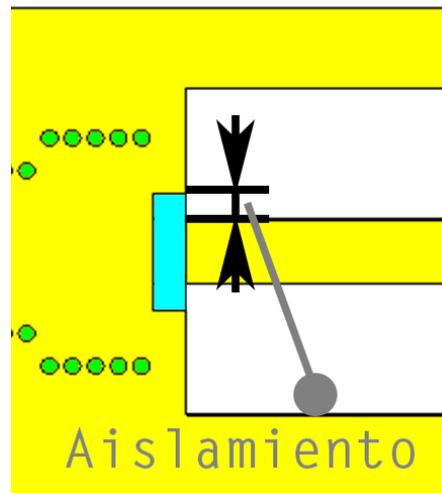


Figura 7.39: Capas 3 en cara inferior centrada en su aislamiento

La capa 2 no presentaba demasiados retos y como era de esperar el resultado fue muy bueno, aunque el error de precisión de la fresadora eliminó demasiado material dieléctrico en los procesos de borrado de su cara inferior, por lo que se decidió cambiar el proceso de calibrado aplicado a diseños posteriores, calibrando el espesor del sustrato a mano herramienta por herramienta y operación por operación, alargando y mucho el proceso, aunque consiguiendo mejores resultados.

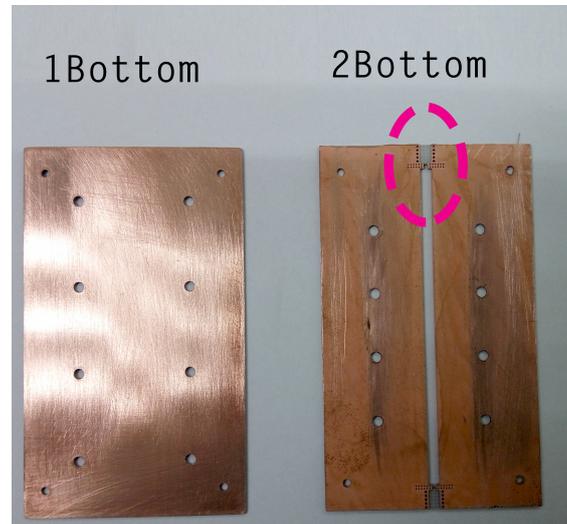


Figura 7.40: Capas 1 y 2 terminadas mostrando su cara inferior o cara bottom

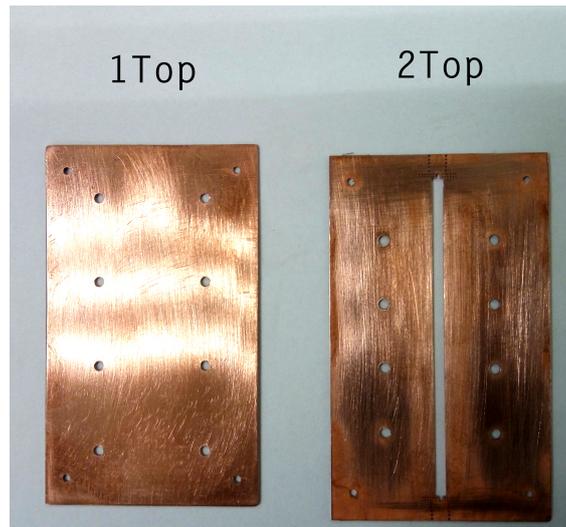


Figura 7.41: Capas 1 y 2 terminadas mostrando su cara superior o cara top

Una vez se ha realizado todo el proceso de cortado, metalizado , fresado y lijado, se han de soldar las capas, pintando la pasta de soldadura sobre las zonas de interés y ajustando las capas mediante los agujeros guía y los tornillos. En la siguiente imagen se puede observar el conjunto formado por la capa 5 y 4 ya soldados, donde se aprecia el cambio de color del cobre caliente.



Figura 7.42: Capas 5 y 4 soldadas

Se puede observar la estructura más avanzada en la figura 7.43, con las capas 5, 4 y 3 soldadas y preparando esta última para su soldadura con la capa 2.



Figura 7.43: Capas 5, 4 y 3 soldadas

La pasta de soldadura ha de extenderse lo más uniformemente posible a lo largo de las paredes eléctricas verticales, cerca de las vías y en los bordes y aunque en este diseño se ha ilustrado el soldado secuencial, capa a capa, este también se puede realizar de una sola vez, tal y como se hizo en el diseño de la figura 7.44.

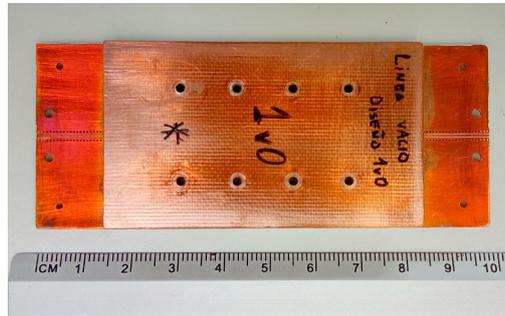


Figura 7.44: Diseño 1 completo y soldado

7.3.3. Resultados del diseño 1

Los resultados prácticos de este primer diseño no son muy alentadores, pero para ser un primer diseño realizado sobre herramientas de simulación cuyo funcionamiento no se conocía muy bien e implementado por primera vez con elementos y herramientas de fabricación sin experiencia previa no está tan mal.

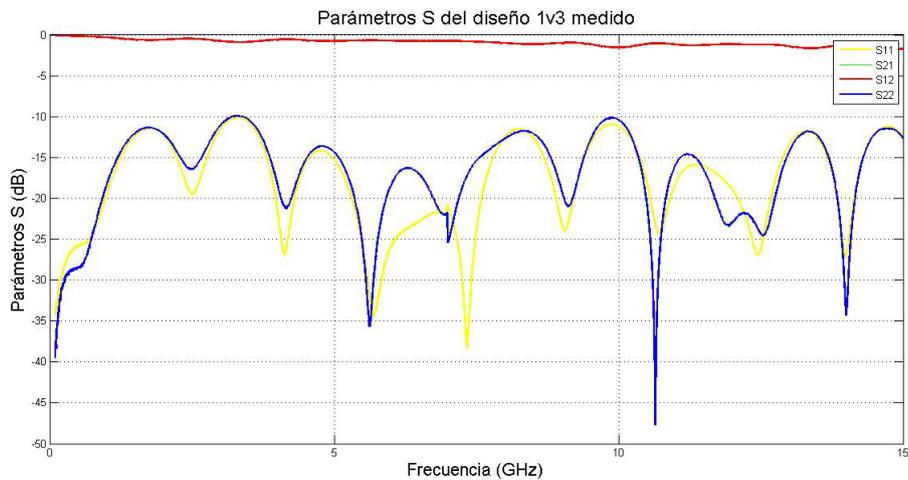


Figura 7.45: Parámetros S del diseño 1v3 fabricado

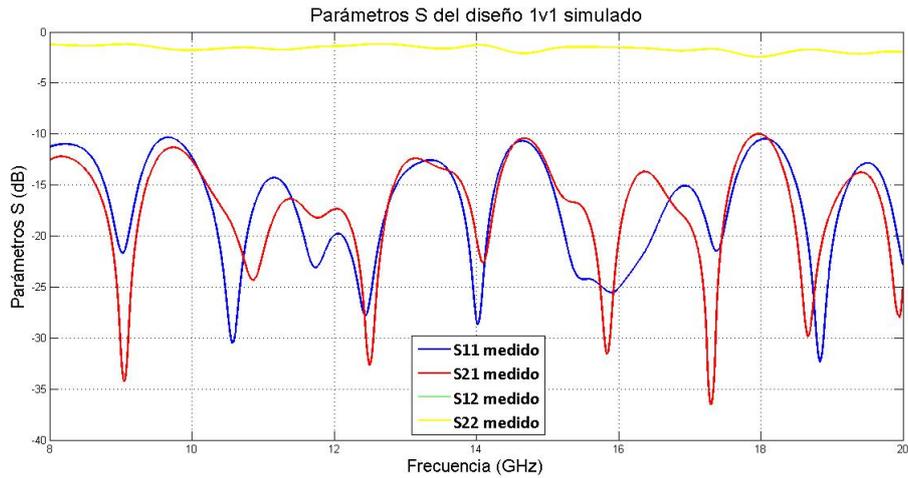


Figura 7.46: Parámetros S del diseño 1v3 fabricado

Se pueden comparar estos resultados con los parámetros de simulación de la figura 7.28, con unos coeficientes de reflexión muy distintos, debido sin duda al error en la anchura del fresado de la coplanar que provoca un aumento considerable de su impedancia característica causando un gran desacople.

El desajuste en el coeficiente de transmisión se debe en parte a la incorporación de conectores que no se tienen en cuenta en la simulación, así como en unas mayores pérdidas por radiación de la estructura coplanar al presentar unos borrados más anchos.

Observando los resultados de fabricación se puede concluir que el defecto de fábrica que ha afectado en mayor medida al diseño era el borrado impreciso de la estructura coplanar, por lo que se emprendió un segundo diseño de transición a ESICL vacía con otros valores mínimos de fresado y eliminando aquellas técnicas que no resultaron idóneas.

7.4. Diseño de transición II

Este proceso de diseño, al igual que en el anterior, parte con la elección de un modelo práctico de conglomerado sobre el que diseñar las diferentes estructuras de guiado. Este diseño supone una segunda versión del anterior, donde se intentaron cambiar las malas prácticas del anterior diseño, por ello, y dado que el anterior diseño solo utilizó la mitad de la superficie del sustrato del que disponíamos se decidió usar el mismo modelo de conglomerado formado por los mismos sustratos. Con lo que se procedió al diseño de las distintas líneas de transmisión para su correcta adaptación en frecuencia, eso sí, con las consideraciones aprendidas en el anterior diseño.

7.4.1. ESICL

Dado que los parámetros de gap, altura de conductor interior y exterior vienen impuestos por la altura de los sustratos usados en el conglomerado y el único parámetro libre con el que poder conseguir una impedancia característica específica es el ancho del conductor interno, el diseño de ESICL de este modelo ha de ser exactamente igual al del anterior, con las dimensiones de la tabla 7.13 y los parámetros S de la figura 7.47.

W_i	0,96 mm	Sección _i	0,56064 mm ²
t_i	0,584 mm		
W_o	2,124 mm	Sección _i	3,712752 mm ²
t_o	1,748 mm		
Gap		0,582 mm	

Tabla 7.13: Dimensiones de ESICL

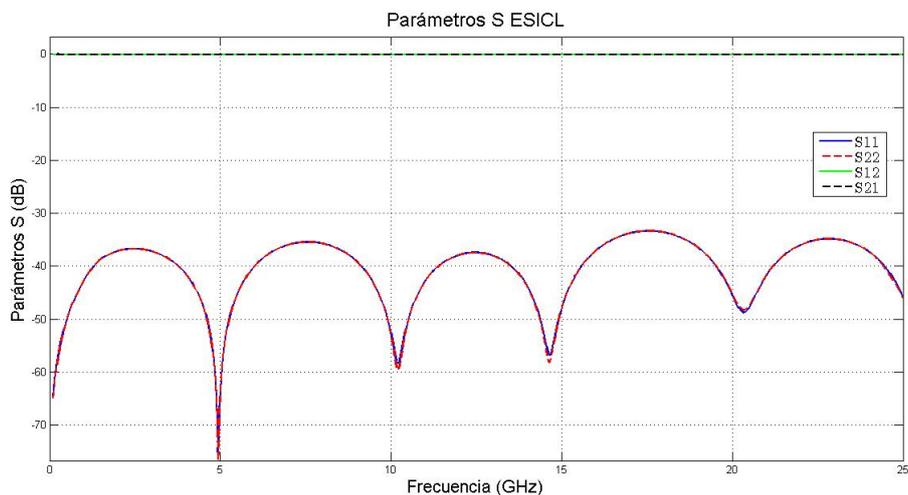


Figura 7.47: Parámetros S de la línea ESICL del segundo diseño

7.4.2. Coplanar

Dado que la separación entre la tira activa y las tierras superiores del primer diseño supuso el problema más importante, se decidió aumentar su valor mínimo a $250 \mu\text{m}$, con este cambio se consigue mejorar los resultados de fabricación, pero el rango monomodo se verá fuertemente afectado. Con estas consideraciones se han obtenido las dimensiones de las tablas 7.14 y 7.15 correspondientes a las soluciones matemáticas y de simulación respectivamente.

a	0,95 mm	g	0,25 mm
b	1,45 mm		
h		0,508 mm	
W_{vias}	2,35 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.14: Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 2

a	0,84 mm	g	0,25 mm
b	1,34 mm		
h		0,508 mm	
W_{vias}	2,24 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.15: Dimensiones físicas para la línea coplanar del diseño 2 tras una optimización

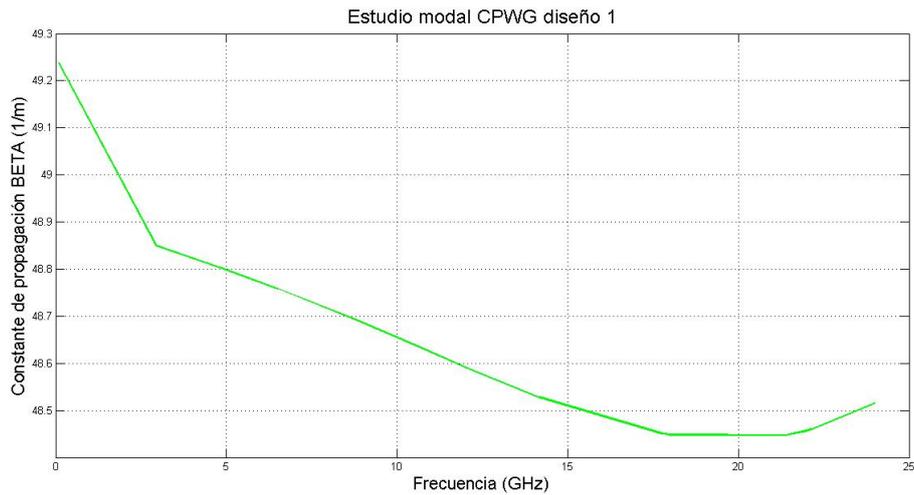


Figura 7.48: Impedancia característica de línea copanar con tierra CPWG del diseño 2

Con esta impedancia mostrada en la figura 7.48 se obtiene unos parámetros S incluso mejores que los del anterior diseño, con unos coeficientes de reflexión menores de -30 dB en todo el rango de frecuencias de interés tal y como puede observarse en la figura 7.49.

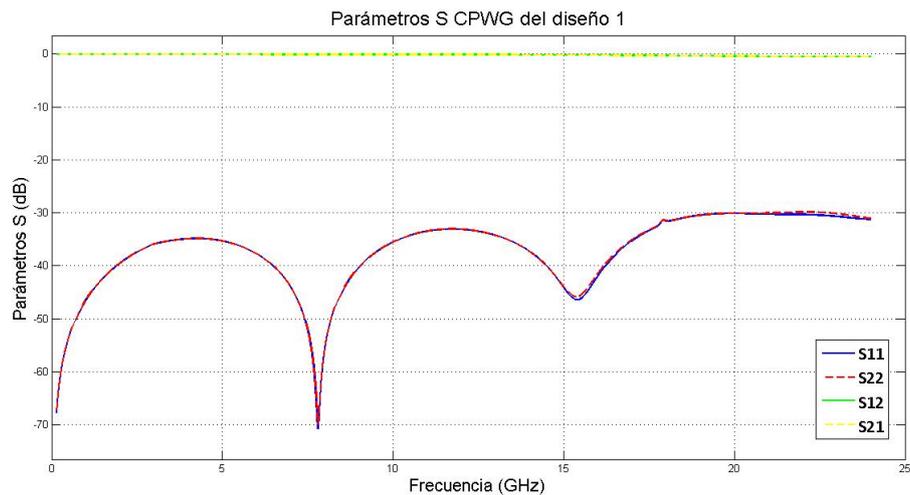


Figura 7.49: Parámetros S de línea copanar con tierra CPWG del diseño 2

Aunque los parámetros S cumplen holgadamente con los requisitos deseados en todo el rango de frecuencias de interés, al aumentar el tamaño del gap entre activo y tierras ha disminuido el ratio h/b que como se indicó en el apartado de tecnologías limita la frecuencia de corte del segundo modo, que en este caso se sitúa cerca de los 20 GHz como se muestra en la figura 7.50.

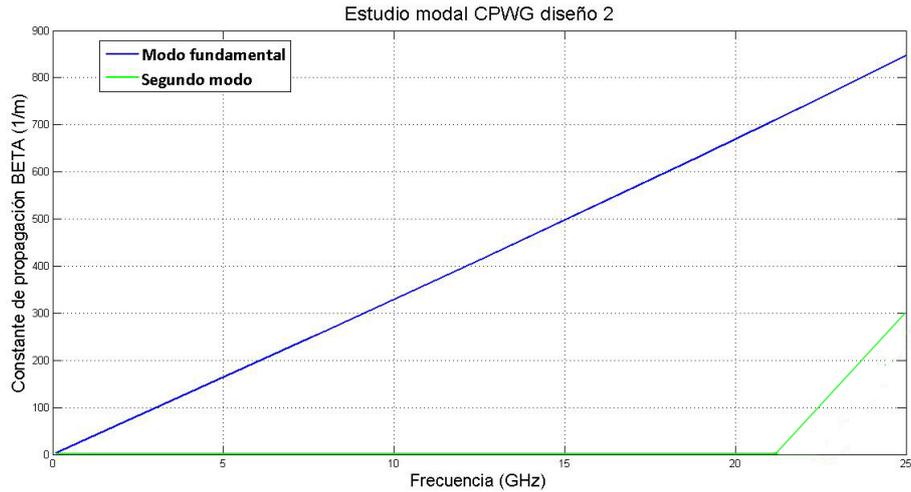


Figura 7.50: Estudio modal de línea coplanar con tierra CPWG del diseño 2

Tras este resultado se decidió limitar el ancho de banda de trabajo hasta los 15 GHz dejando quizás una distancia demasiado holgada con respecto a la frecuencia de corte del siguiente modo.

7.4.3. Coplanar tapada

En este diseño se intentó que el ancho entre tierras de esta estructura fuera el mismo que el de la coplanar sin tapar anteriormente calculada, con el objetivo de minimizar las reflexiones entre ambas facilitando el paso de las corrientes. Ésto impondrá una anchura de la tira activa mucho menor que puede no ser implementable.

a	0,6 mm	g	0,37 mm
b	1,1 mm		
h		0,508 mm	
h_1		0,494 mm	
W_{vias}	3,24 mm	Periodo	0,6 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.16: Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 2 tras optimización

Como se puede observar, a pesar de haber mantenido un ancho entre tierras (dimensión b) igual al de la coplanar sin tapar, al ancho de la tira activa siguió siendo implementable. Con estas dimensiones se obtiene unos parámetros S muy parecidos al anterior diseño gracias a la fantástica estabilidad en frecuencia de la impedancia característica de esta línea.

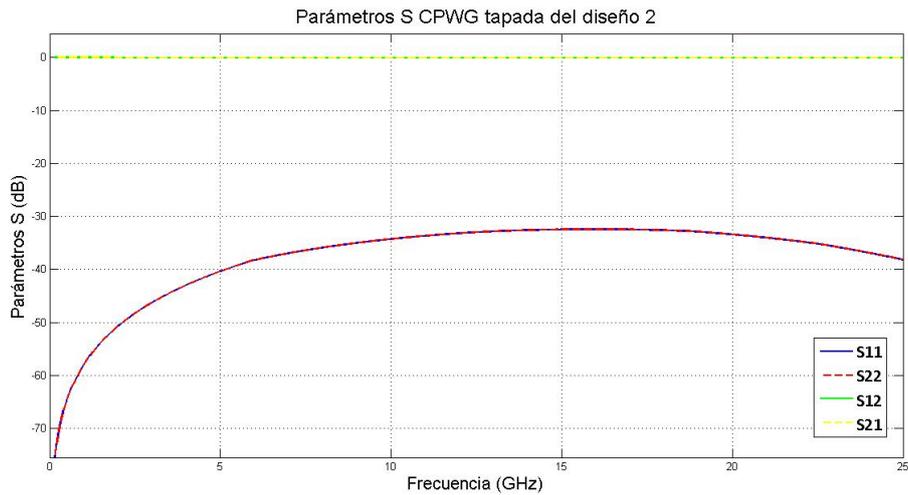


Figura 7.51: Parámetros S de línea coplanar con tierra CPWG tapada del diseño 2

Esta estructura trabaja en rango monomodo hasta los 27 GHz frecuencia a partir de la cual empieza a propagarse un modo híbrido. Es una pena que todas las estructuras cumplan con el rango monomodo hasta los 25GHz salvo la coplanar con tierra sin tapar, pero la única forma de ampliarlo sería disminuir la anchura del borrado entre tierra y activo, lo que nos conduciría al diseño 1 y por tanto a sus errores de fabricación.

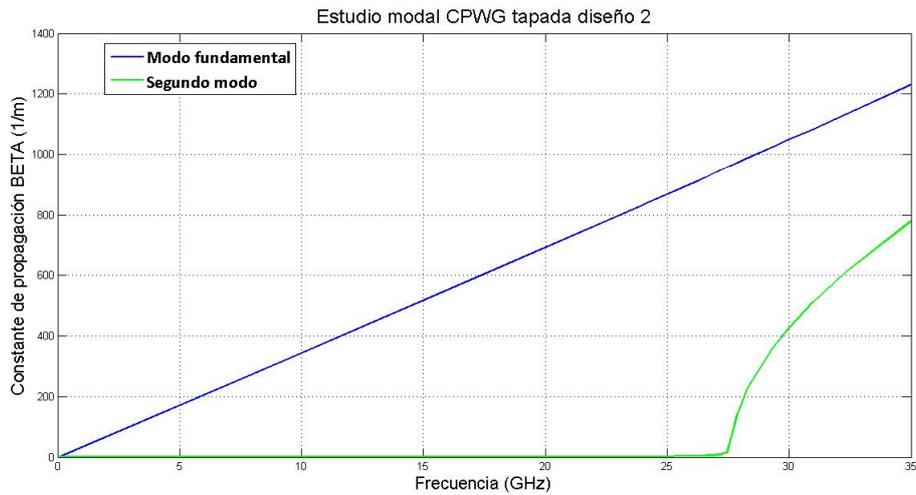


Figura 7.52: Estudio modal de línea coplanar con tierra CPWG tapada del diseño 2

7.4.4. Transición

En este modelo se han realizado pequeños cambios en la estructura de la transición mostrados en la figura 7.53, atendiendo a los problemas que surgieron en el anterior diseño: se ha cambiado la estructura de dos filas de vías de pequeño diámetro para la creación de la pared eléctrica por un modelo con una sola fila de vías de mayor diámetro, también se ha aumentado el espaciado entre la pared y el borde de la vía para evitar la rotura del material por este punto débil y se han modificado ciertas técnicas de eliminación del metalizado en las paredes verticales que se introducirán en apartados posteriores.

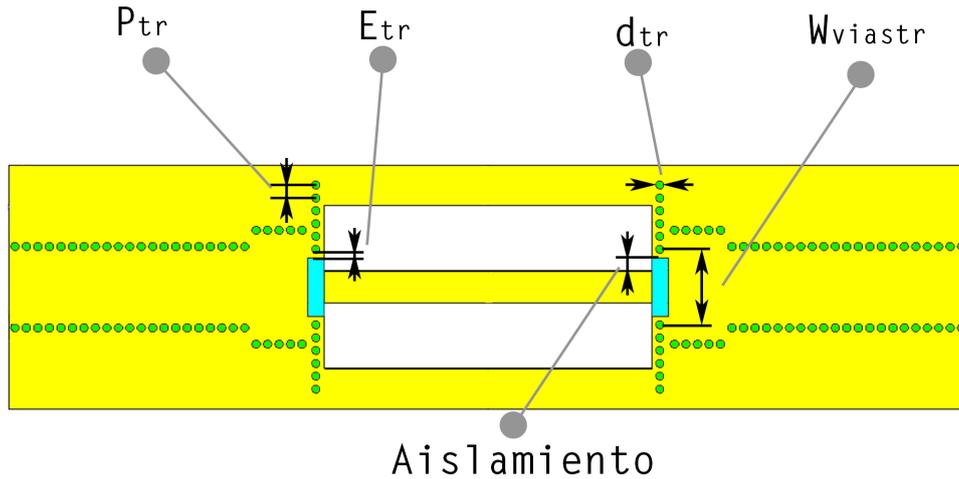


Figura 7.53: Resaltado de las variables cuyos límites han sido redefinidos en el diseño 2

Parámetro	Anterior	Nuevo
E_{tr}	100 μm	250 μm
d_{tr}	250 μm	500 μm
p_{tr}	550 μm	650 μm
Aislamiento	108 μm	250 μm

Tabla 7.17: Cambios de parámetros críticos para una correcta fabricación

Con este nuevo modelo y teniendo en cuenta las consideraciones descritas se inició un largo proceso de optimización de ciertas dimensiones físicas de la transición, convergiendo en la solución de la tabla 7.18.

W_{tr}	1,46 mm
a_{tr}	0,94 mm
$W_{\text{-}\{viastr\}}$	2,46 mm
L_{tr}	1 mm

Tabla 7.18: Parámetros de la transición del diseño 2

Se muestra en la figura 7.54 los parámetros S en su versión de coplanar a ESICL, es decir, no *back to back*, lo que representaría medio diseño.

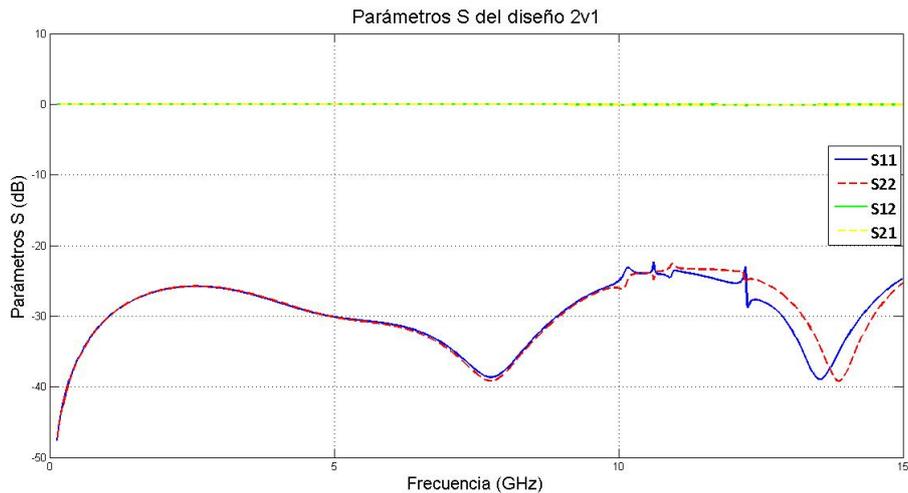


Figura 7.54: Parámetros S del diseño 2v1 simulado

Estos parámetros, aunque válidos, no dejan ningún margen de empeoramiento, y dado que representan al diseño simple, no dejan mucho margen para el empeoramiento en la estructura back to back. Por ello se buscaron nuevas formas de mejorar la estructura. Una de ellas fue la implementación de una transición de anchura variable, partiendo de un modelo con la anchura de la tabla 7.18 y acabando con la anchura del conductor interno de la ESICL. Este modelo no solo no mejoró los resultados del anterior, sino que los empeoró, tal y como se puede observar en la figura 7.55.

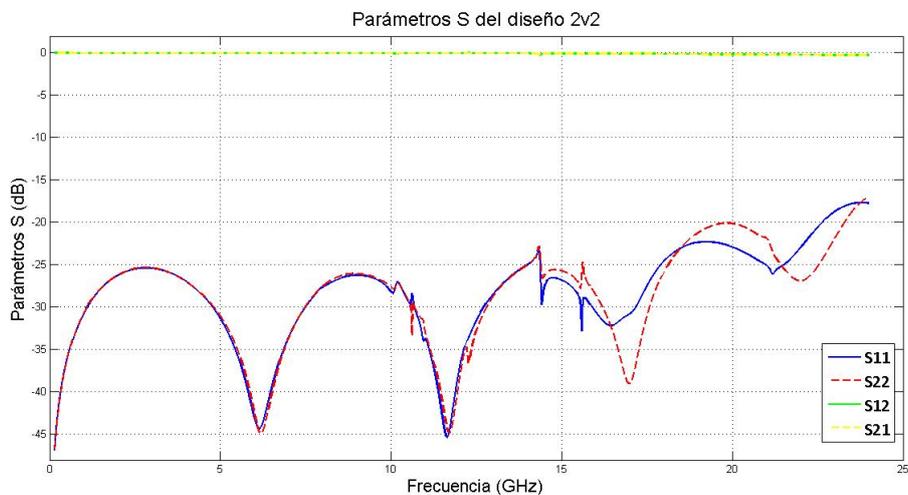


Figura 7.55: Parámetros S del diseño 2v2 simulado

Por ello se decidió optimizar ambos anchos, de esta manera se intentaba añadir más variables libres con las que poder “jugar”. No obstante la optimización arrojó un resultado inesperado, los datos en los que convergió fueron los mismos que los del diseño 2v1 expuestos en la tabla 7.18. Tras estos resultados el diseño 2v1 se posicionó como diseño a fabricar, por lo que se realizó una simulación del modelo back to back, es decir, un paso de coplanar a coplanar pasando por ESICL, que arrojó los resultados de la tabla 7.56.

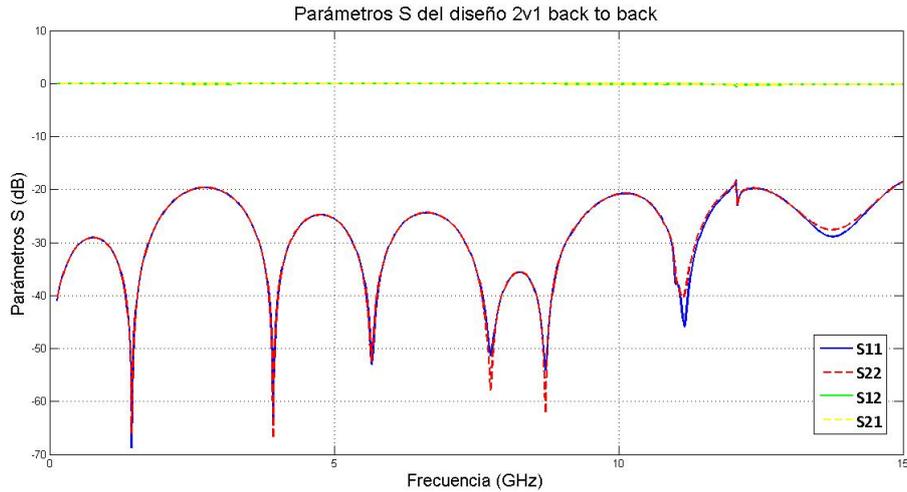


Figura 7.56: Parámetros S del diseño 2v1 back to back simulado

Aunque el modelo no deja margen para las posibles degradaciones producida por defectos de fabricación, las soluciones que mejorarían la respuesta implicaría la reducción de dimensiones mínimas que, al igual que provocaron en el diseño 1, imposibilitaría su fabricación con las herramientas disponibles.

7.5. Fabricación del diseño 2v1

Este diseño cuenta con los mismo problemas que el anterior, pero debido al relativo fracaso de fabricación del anterior, se han decidido cambiar ciertas operaciones: la eliminación de material conductor de aquellas paredes que no la necesiten se realizará de forma mecánica mediante el roce del lateral de una fresa y no mediante bisturí. Para realizar esta operación se han de calcular muy bien tanto los diámetros de fresas a usar como su ruta a recorrer ya que un error de solo $300 \mu\text{m}$ provocaría la rotura completa de la pared conductora de la transición al comprometer una de las vías que la forman.

7.5.1. Capa 3

El corte de esta capa se ha realizado exactamente igual que en la versión anterior, con un borrado-corte de todo el área a eliminar antes del metalizado, pero se eliminará el material conductor de las zonas que no lo necesiten mediante un borrado profundo con fresas de precisión siguiendo las rutas indicadas en la figura 7.57.

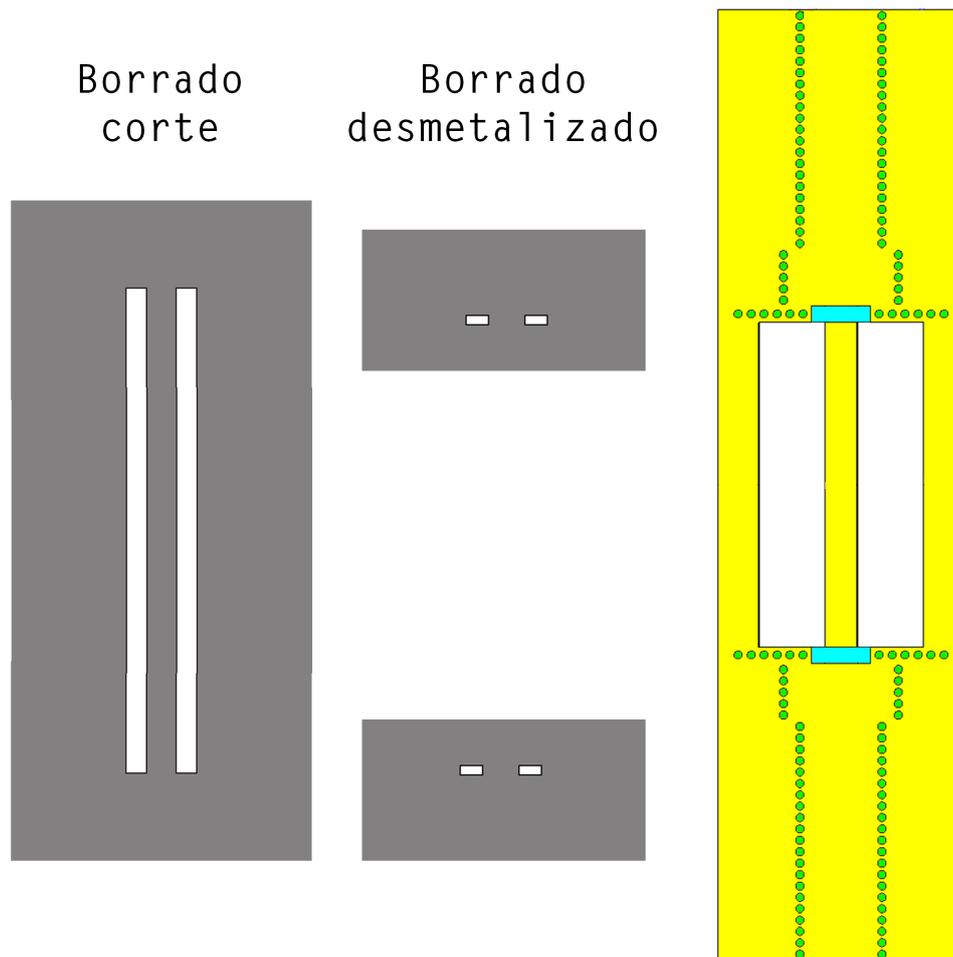


Figura 7.57: Esquema de fabricación de la capa 3 en el diseño 2v1

Aunque no se ha representado en la figura, la dimensión mínima del aislamiento se ha aumentado para poder realizarse con una fresa de borrado de precisión en lugar de realizarse a bisturí. Con estos cambios se pretende reducir la tasa de dispositivos defectuosos a fin de aprovechar mejor el tiempo y el material.

7.5.2. Capas 2 y 4

En estas capas no han habido cambios significativos con respecto al modelo anterior, ya que su fabricación fue bastante sencilla, así, se pueden usarse sus esquemas de fabricación. Mostrados en las figuras 7.29 y 7.33, cambiando las dos filas de vías de la transición por una sola, al igual que en la capa 3.

7.5.3. Fabricación

La fabricación de este nuevo diseño fue mucho más sencilla ya que se cambiaron las operaciones manuales de precisión a bisturí por operaciones mecánicas y se aumentaron las dimensiones mínimas de las zonas más problemáticas. En este proceso se fabricaron tiradas mayores, consiguiendo una serie de 4 dispositivos, con el objetivo de obtener más de un diseño funcional para la realización de un mayor número de pruebas.

Los cambios en el proceso de fabricación fueron todo un éxito y no se desechó ninguno

de los 4 prototipos por fallos en el proceso de fresado o metalizado, si bien se advirtió un fallo de fácil solución. Observando atentamente la figura 7.58 correspondiente a la capa 4 en su desarrollo final antes del lijado y separación del dispositivo, se puede ver una línea de material sobrante entre el corte realizado antes del metalizado y el corte realizado después, que se eliminó satisfactoriamente con bisturí pero que podría evitarse en futuros diseño mediante la superposición de las trazas de corte.

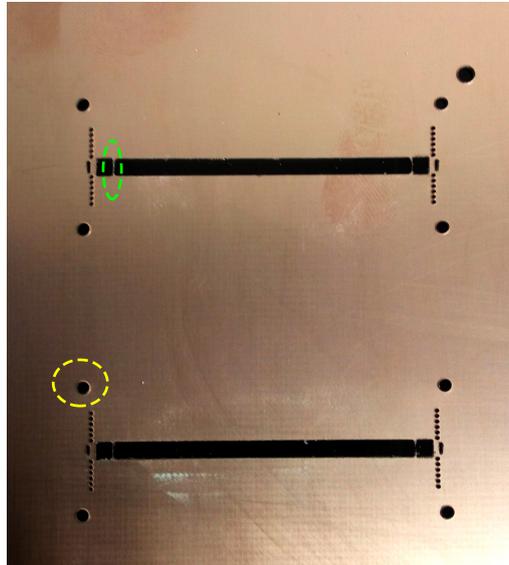


Figura 7.58: Residuo por falta de superposición en los cortes sobre la capa 4

Por otro lado el nuevo proceso de calibrado, aunque supuso un aumento del tiempo de operación exponencial, mejoró y mucho el resultado de los fresados, consiguiendo eliminaciones casi perfectas de cobre, como se puede observar en la figura 7.59, donde se presentan todas las capas en su cara top.

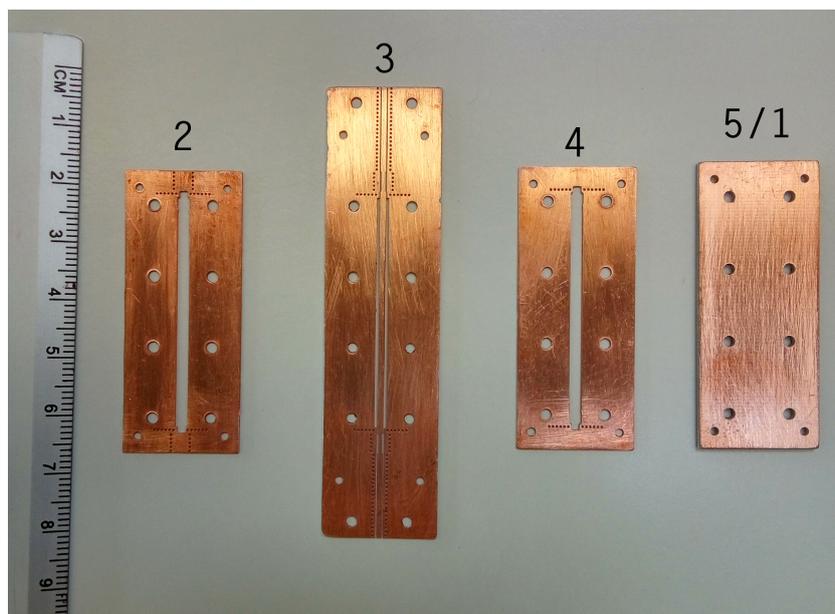


Figura 7.59: Resultado de fabricación de todas las capas del diseño 2v1

7.6. Resultados diseño 2v1

Los resultados de este diseño se asemejan mucho más al modelo teórico y aunque no llegan a coincidir completamente son bastante buenos. Como se disponía de varios diseños funcionales se decidió experimentar con el proceso de soldado con el objetivo de alcanzar el proceso óptimo, por ello se presentan cuatro resultados correspondientes a cuatro soldaduras diferentes.

7.6.1. Soldado a capas con orientación positiva

En este diseño se realizó el soldado capa a capa y se introdujo al horno apoyado sobre su capa número 4, a partir de ahora se hará referencia a esta orientación como orientación positiva, obteniendo los siguientes resultados.

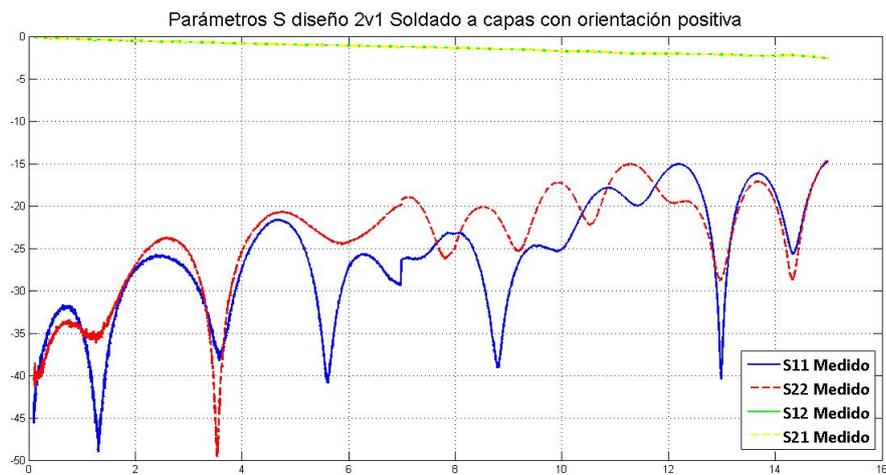


Figura 7.60: Resultados de diseño 2v1 con soldadura positiva a capas

Como se puede observar en su comparación con el modelo de simulación, el coeficiente de reflexión se ha elevado algo, reduciendo el ancho de banda aceptado y las pérdidas de transmisión son semejantes a las del diseño 1v1 seguramente causados por el efecto de los conectores.

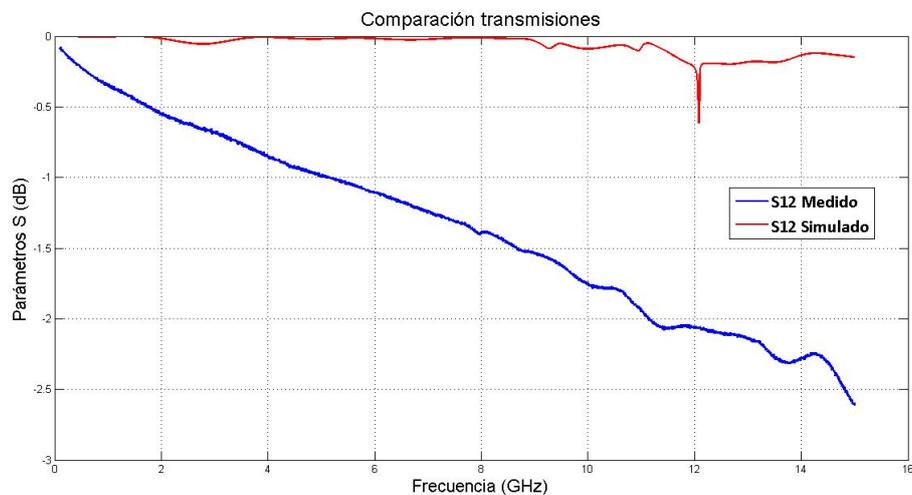


Figura 7.61: Resultados de transmisión diseño 2v1 con soldadura positiva a capas

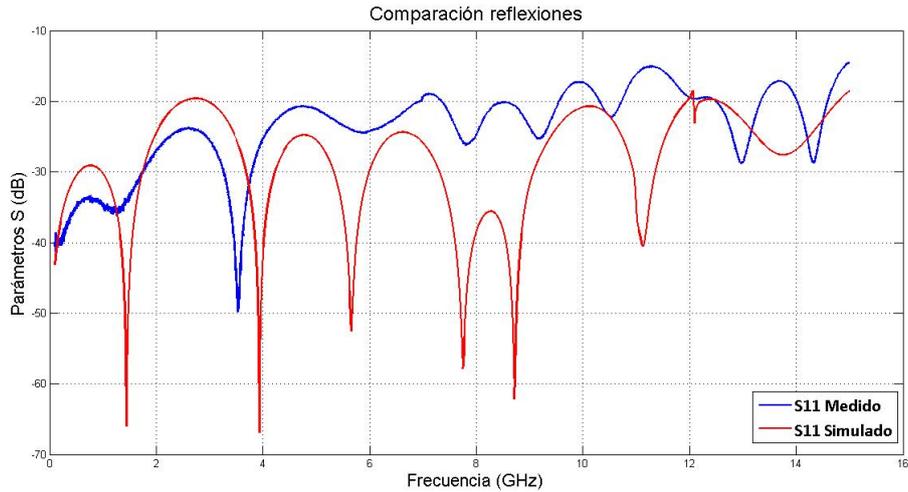


Figura 7.62: Resultados de reflexión diseño 2v1 con soldadura positiva a capas

7.6.2. Soldado absoluto con orientación negativa

En este diseño se soldaron todas las capas de una, a partir de ahora se hará referencia a este mecanismo como soldado absoluto, y se introdujo en el horno apoyado sobre su capa número 1, a partir de ahora se hará referencia a esta orientación como orientación negativa. Los resultados de este diseño son simplemente desastrosos.

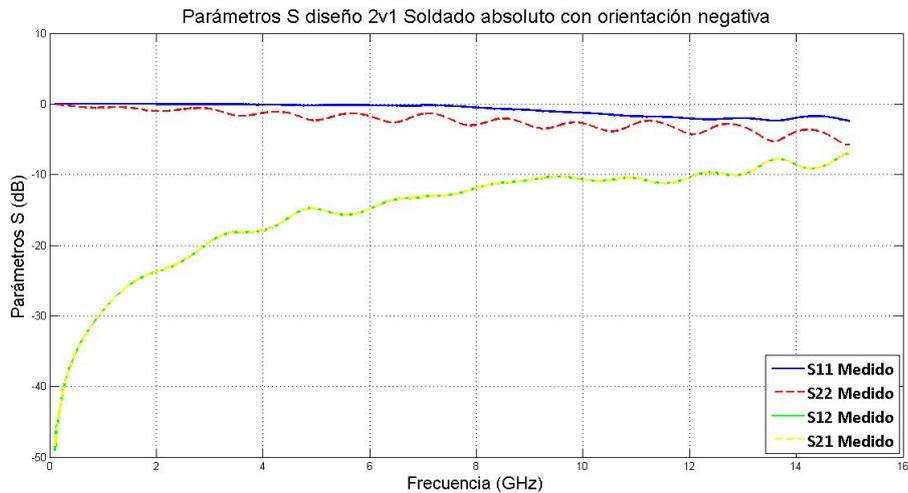


Figura 7.63: Resultados del diseño 2v1 con soldadura absoluta y negativa

Durante el proceso de reflujo el material soldante debió de moverse y rellenar alguna cavidad creando una pared conductora que imposibilita el paso del campo electromagnético.

7.6.3. Diseño sin soldado

En este punto se decidió medir un modelo sin soldar, la sorpresa fue mayúscula, los resultados sin soldadura son mucho mejores que con ella y se asemejan más a los resultados del modelo simulado como se muestra en la figura 7.65.

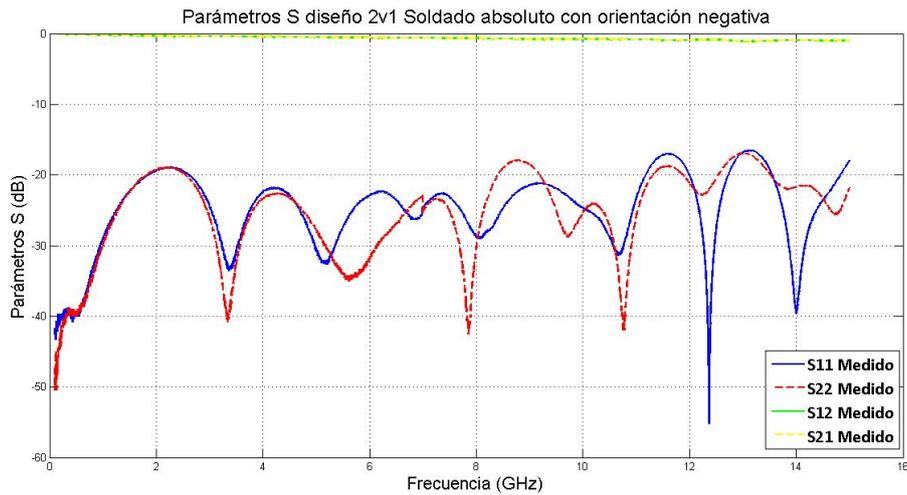


Figura 7.64: Resultados del diseño 2v1 sin soldadura

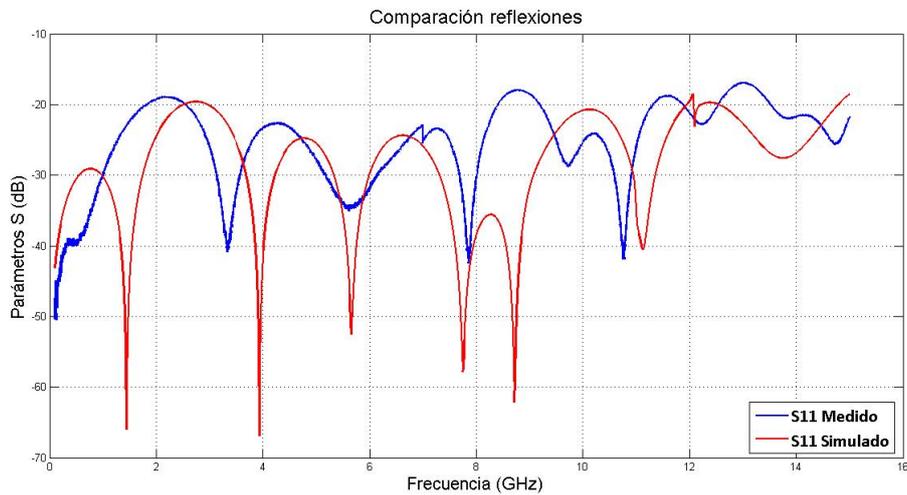


Figura 7.65: Resultados de reflexión del diseño 2v1 sin soldadura comparado con el modelo de simulación

Esta desviación se debe sin duda a la mala parametrización de espesores, es decir, los espesores de soldadura y metalización son mucho mayores a los considerados en el modelo de simulación, incluso el montaje del dispositivo sin soldar ya presenta una mayor separación entre capas que la considerada con soldadura. Se han de analizar los espaciado entre capas, con soldadura y sin ella, para la mejora del modelo con el objetivo de obtener simulaciones más acordes a la posterior fabricación.

7.6.4. Diseño absoluto con orientación positiva

Tras medir el anterior diseño se decidió soldarlo, de manera absoluta y con posición positivo, para comprobar si el resultado del soldado por capas era mejor o peor que el absoluto, obteniendo los siguientes resultados.

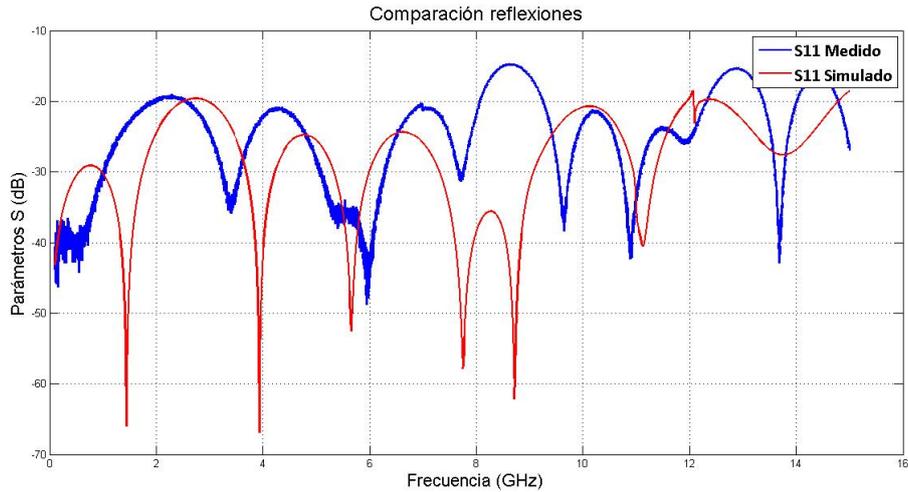


Figura 7.66: Resultados de reflexión del diseño 2v1 absoluto positivo junto al diseño por capas positivo

Como se puede observar el resultado es similar al del primer soldado por lo que se pueden realizar ambas técnicas, aunque esta última se puede realizar de una manera más cómoda y rápida, mientras que la primera técnica de soldado por capas nos proporciona un mayor control sobre el proceso.

7.7. Diseño 3

Por fin llegó el momento de diseñar estructuras rellenas de cristal líquido. En este punto es muy importante recordar el compromiso entre el espaciado entre conductores de la ESICL y su impedancia características, ya que guió todas y cada una de las decisiones tomadas. Se ha de crear un nuevo modelo con un sustrato de mayor permitividad eléctrica que el cristal líquido (2,8), por ello se ha seleccionado como nuevo sustrato objetivo el RO4360G2, con una permitividad eléctrica relativa de 6,15. Se ha optado por este sustrato frente a otros de características similares ya que al ser cerámico no necesita ningún tipo de pretratamiento para el metalizado, facilitando así, el proceso de fabricación. Este sustrato se comercializa con varias metalizaciones, pero dado que buscamos un gap mínimo en la ESICL, se ha seleccionado una metalización de 18 μm , a parte, disponemos de las alturas de sustrato de la tabla 7.19.

203 μm
305 μm
406 μm
508 μm
610 μm
813 μm
1524 μm

Tabla 7.19: Alturas comerciales del sustrato RO4360G2

7.7.1. Modelo 1

A la vista de estos resultados se desarrollaron dos modelos de conglomerado distinto: un primer modelo más conservador, manteniendo el tipo de estructura planteado en los

anteriores diseños: con un sustrato de capa 2 y 4 debajo espesor ($406 \mu\text{m}$) y un sustrato de capa 3 de mayor espesor ($508 \mu\text{m}$). Con estas dimensiones es difícil diseñar una ESICL de 50Ω con un ancho de conductor interior lo suficientemente ancho como para ser implementable, por lo que se intentó diseñar una línea con la mayor impedancia posible pero implementable y realizar una adaptación posterior a la impedancia de interés. En este punto se era consciente de la reducción del ancho de banda que impondría esta adaptación de impedancia, pero se quería experimentar con las estructuras estudiadas.

ESICL

Con las dimensiones indicadas se decidió implementar una ESICL con un ancho de conductor interior mínimo de $300 \mu\text{m}$ obteniendo una impedancia característica cercana a los 40Ω . Con este resultado se decidió realizar el estudio de dimensionado de las estructuras coplanares con el objetivo de discernir el mejor soporte sobre el que implementar la adaptación: la coplanar o la coplanar con tapa.

Coplanares

Para el diseño de la línea coplanar de 50Ω se tuvo que disminuir el valor de la separación entre la tira activa y las tierras superiores a fin de obtener un mayor ancho de banda de trabajo:

a	0,38 mm	g	0,15 mm
b	0,68 mm		
h		0,508 mm	
W_{vias}	1,68 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.20: Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar del diseño 3va

Se puede observar la vuelta al fresado de $150 \mu\text{m}$, que con la experiencia de fabricación que arrastramos en este punto del trabajo esperemos sea realizable. Con estas dimensiones se obtiene una impedancia característica de $49,6 \Omega$ que se traduce en los parámetros S de la figura 7.67.

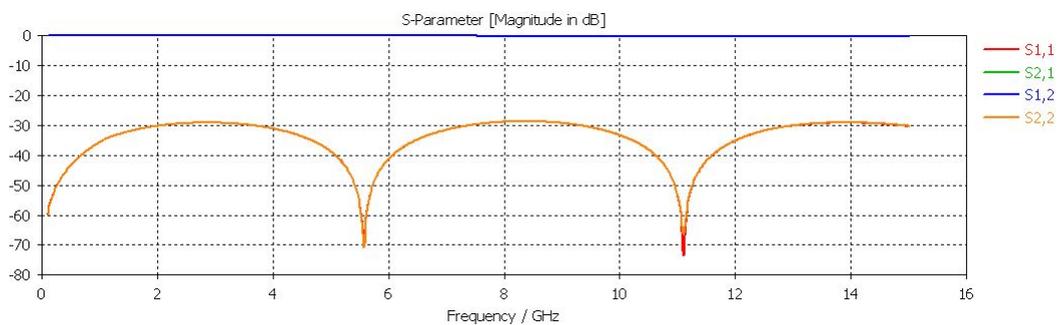


Figura 7.67: Parámetros S CPWG de 50Ω del diseño 3va

Para el diseño de la coplanar tapada, teniendo en cuenta el efecto de reducción de impedancia impuesto por el cristal líquido y el efecto de la tapa, se tuvo que aumentar la distancia entre la tira activa y las tierras superiores a fin de conseguir anchos de tira activas implementables.

a	0,27 mm	g	0,3 mm
b	0,85 mm		
h		0,508 mm	
h		0,494 mm	
W_{vias}	2,77 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.21: Dimensiones físicas calculadas teóricamente para la línea coplanar tapada del diseño 3va

Con estos datos se obtiene una impedancia característica cercana a los 50Ω que se traduce en los parámetros S de la figura 7.68.

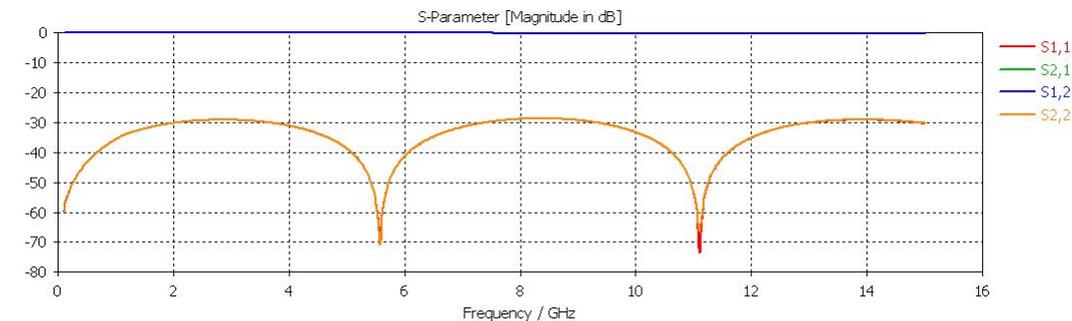


Figura 7.68: Parámetros S CPWG tapada de 50Ω del diseño 3va

Teniendo en cuenta que las implementaciones de estructuras coplanares de 40Ω necesarias para realizar la adaptación de impedancias necesitaran tiras activas más anchas, lo que impone espaciados entre tierras superiores más anchas, que a su vez reduce el rango monomodo de ambas estructuras, se decidió realizar la adaptación en la línea coplanar tapada, ya que presenta un rango monomodo mayor al de su hermana sin tapar.

Se realizó un intento de adaptación lineal de estas dos impedancias en la coplanar tapada, es decir, se simuló una estructura que contenía: una coplanar de 50Ω , una CPWG tapada de 50Ω , una variación lineal del ancho de la coplanar tapada hasta alcanzar el ancho necesario para una CPWG tapada de 40Ω , seguido de la misma estructura en orden inverso. Si bien los resultados plasmados en la figura 7.69 serían aptos aceptando un límite del S11 de -10 dB típicamente usado en el diseño de sistemas sobre estructura planar, no cumple nuestro objetivo de -20 dB en el rango de 0 Hz a 5 GHz por lo que se decidió abandonar esta idea.

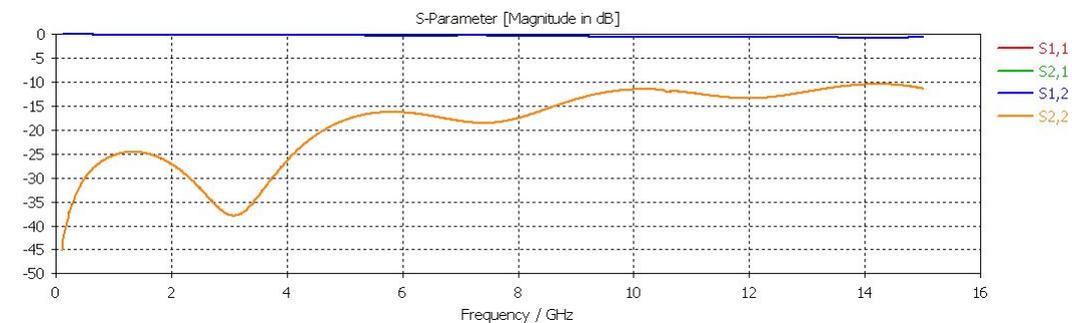


Figura 7.69: Adaptación de impedancias en fase CPWG tapada de 50 a 40Ω

7.7.2. Modelo 2

A la vista de los resultados se tuvo que tender hacia una estructura con sustrato delgado en la capa 3 ($406 \mu\text{m}$) y grueso ($610 \mu\text{m}$) en las capas 2 y 4, una configuración que permitirá la obtención de anchuras de conductor interior relativamente altas, aunque estas condiciones imponen un *gap* demasiado ancho, no existe otra solución.

ESICL

Con este modelo se obtiene una ESICL de 50Ω en el rango de interés con un conductor interior de $0,43 \text{ mm}$, un valor al límite de la fabricación que nos vemos en la obligación de permitir, es posible que este valor no sea implementable mediante una fresadora mecánica, pero sí que lo será mediante una fresadora láser como la disponible en Cuenca.

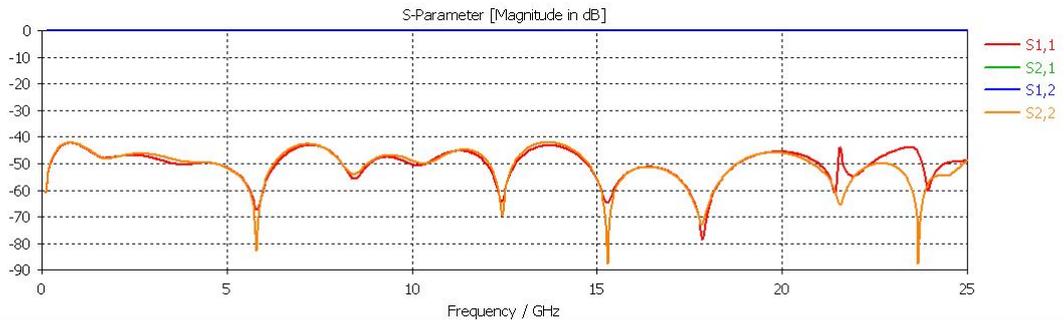


Figura 7.70: Parámetros S de la línea ESICL del diseño 3 LC.

El proceso de metalizado de esta ESICL puede producir su rotura, por lo que se pretende realizar un test de esfuerzo de un modelo similar al que se fabricará mediante soplado con un chorro de aire comprimido, si el modelo no soporta el test, será necesario realizar la metalización mediante el uso de *proconduct* una pintura conductora que se aplica a mano en las paredes a metalizar, su resultado no es muy efectivo y esta metalización suele desaparecer con el tiempo pero podría servir para comprobar la viabilidad del diseño.

Coplanares

Al igual que en los diseños anteriores se necesita implementar dos estructuras coplanares: CPWG y CPWG tapada, con una impedancia característica de 50 ohmios . En este caso, dada la pequeña altura del sustrato no se pudo mantener el mismo espaciado entre tierra en las dos estructuras y se tuvo que aumentar el ancho del fresado para conseguir unos valores de ancho de tira conductora lo suficientemente altos como para ser implementable.

a	0,4 mm	g	0,25 mm
b	0,9 mm		
h		0,406 mm	
W_{vias}	1,9 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.22: Dimensiones físicas de la línea coplanar del diseño 3 LC

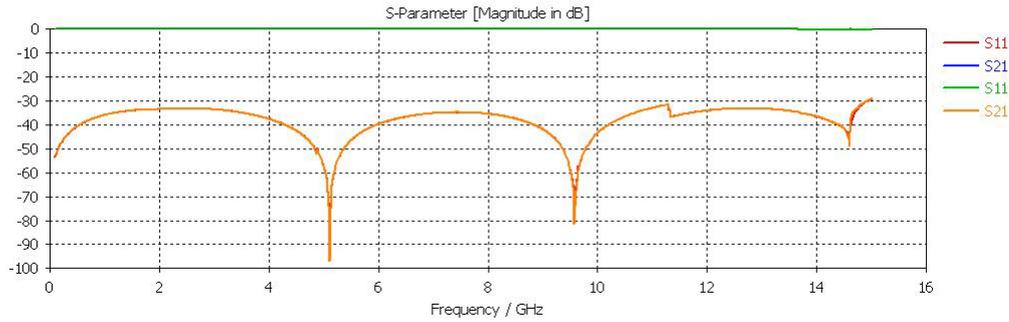


Figura 7.71: Parámetros S de la línea CPWG del diseño 3 LC.

Esta línea coplanar presenta un modo de de orden superior con frecuencia de corte cercana a las 11 GHz tal y como se puede apreciar en la gran discontinuidad del coeficiente de reflexión en la figura 7.71, esta frecuencia marcará el límite superior del ancho de banda del diseño final y este ancho de banda podría haberse reducido con la disminución de g , el borrado que separa la tira activa de las tierras de la cara superior, aunque es conveniente no usar fresas inferiores a $250 \mu\text{m}$.

En cuanto a la CPWG tapada, se tuvo que aumentar el valor de g a fin de conseguir anchos de la tira conductora implementables, aún así, el ancho acaba estando en el límite de fabricación. A pesar del grán valor de g la frecuencia de corte del segundo modo se encuentra por encima de los 20 GHz.

a	0,31 mm	g	0,45 mm
b	1,21 mm		
h		0,406 mm	
h_1		0,708 mm	
W_{vias}	3,11 mm	Periodo	0,7 mm
d_{vias}	0,5 mm		

Tabla 7.23: Parámetros físicos de la línea coplanar tapada del diseño 3 LC tras optimización

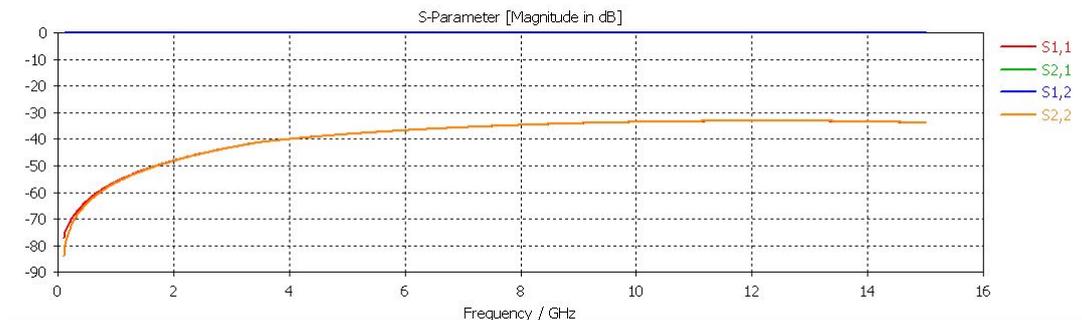


Figura 7.72: Parámetros S de la línea CPWG tapada del diseño 3 LC.

7.7.3. Diseño 3v1

Debido al éxito de implementación del diseño 2v1 tanto en simulación como en fabricación, se ha partido de este mismo modelo para el diseño de una transición a cristal líquido, claro está, cambiando aquellas dimensiones y sustratos que han sido cambiados, pero en definitiva la transición se compondrá de una tira activa de 1 mm de longitud encapsulada mediante una fila de vías de 0,5 mm de diámetro y las dimensiones de la tabla 7.24.

W_{tr}	1 mm
a_{tr}	0,31 mm
W_{viastr}	2 mm
L_{tr}	1 mm

Tabla 7.24: Dimensiones de la transición del diseño 3v1

A pesar de todo el esfuerzo, con estas dimensiones se consigue un ancho de banda mucho menor al deseado, en la imagen 7.73 puede observar el resultado de esta diseño en su versión no *back to back*, donde se puede observar su inestabilidad a partir de los 8 GHz.

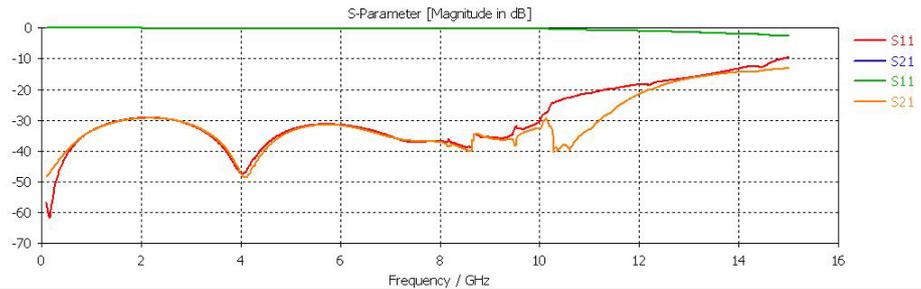


Figura 7.73: Parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back.

7.7.4. Diseño 3v2

Con el objetivo de mejorar la respuesta de la transición se optó por relajar los límites de dimensiones mínimas a fin de conseguir un modelo de mayor ancho de banda que se consiguió con las dimensiones de la tabla 7.25.

W_{tr}	1 mm
a_{tr}	0,31 mm
W_{viastr}	2 mm
L_{tr}	1 mm

Tabla 7.25: Dimensiones de la transición del diseño 3v1

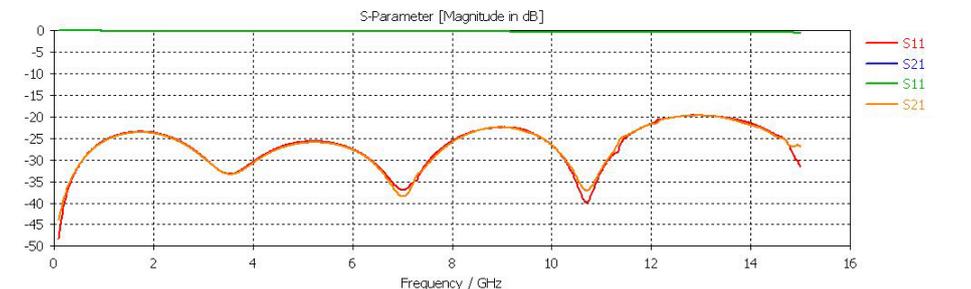


Figura 7.74: Parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back.

Las simulaciones de los diseños expuestas se realizaron sobre la permitividad media del cristal líquido: 2,8; pero esta puede variar entre 2,4 y 3,2 por lo que fue necesario un análisis de los parámetros S en estas condiciones.

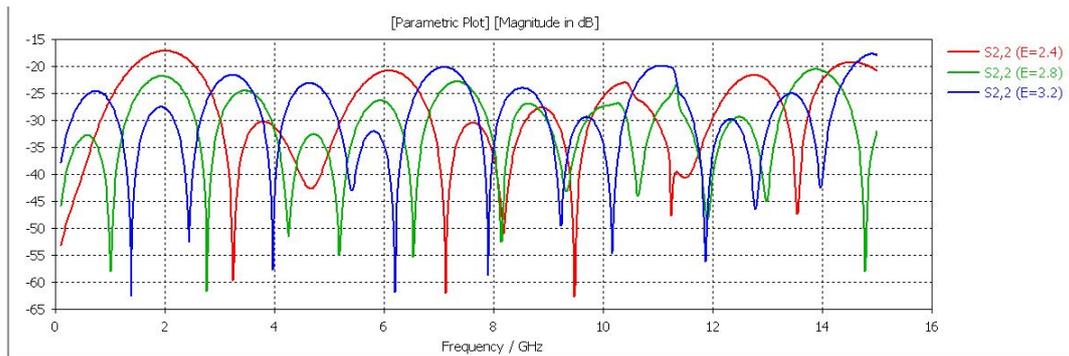


Figura 7.75: Estudio de volatilidad de los parámetros S del diseño 3v1 en su versión no back to back en función de la permitividad del cristal líquido.

Como se puede observar en la imagen anterior, el ancho de banda se cumple casi en su totalidad con la variación extrema de la permitividad del cristal líquido, si bien presenta problemas en las frecuencias más bajas con la permitividad relativa de 2,4; esta no se dará en una implementación real, ya que supondría el total alineamiento de las partículas del cristal líquido, algo casi imposible con nuestra improvisada capa de alineamiento, por lo que considero que este diseño presenta una estabilidad de parámetros S lo suficientemente buena como para su implementación física en posteriores proyectos del grupo de investigación.

7.7.5. Análisis de fabricación el diseño 3v2

Dadas las dimensiones de este diseño, la parte más problemática es sin duda la ESICL, ya que cuenta con el activo de menor sección diseñado. Tras toda la experiencia de fabricación adquirida durante la implementación de los diseños anteriores considero que no debería de existir ningún problema durante el proceso de fresado, aunque sí que podrían existir problemas en el proceso de metalizado, ya que la PCB se mueve de manera continua en el interior de disoluciones muy densas. por este motivo se ha diseñado un test de resistencia mecánica pensado exclusivamente para determinar la sección mínima aceptable de conductor interior. El test consiste en la fabricación de tiras de PCB como las que formaría el conductor activo de la estructura diseñada, variando su anchura desde el milímetro hasta las 20 micras, implementadas en el mismo sustrato que conforma la capa 3 del diseño 3v2. Aunque los archivos de fabricación de esta estructura han sido definidos no se ha podido llevar acabo por problemas de stock de sustratos, ya que *ROGERS* no dispondrá de los sustratos implicados hasta mediados de julio

Sobre este diseño se realizaría un test de estrés mediante el soplado directo de aire comprimido a fin de comprobar qué dimensiones de conductor resisten estructuralmente estables. Si la tira de dimensiones similares al del diseño 3v2 soporta el test se puede realizar el metalizado estándar por electro-deposición, pero si no soporta la tensión mecánica, se puede metalizar mediante una pintura conductora conocida comercialmente como *pro-conduct* que metalizaría de forma provisional la estructura.

En cuanto al resto de estructuras para implementar no se considera que vayan a existir mayores dificultades para su fabricación, salvo quizás por las pequeñas anchuras de las tiras activas de las estructuras coplanares, que podrían ser sensibles al lijado brusco, por lo que recomendaría el uso de lija de grano fino.

Capítulo 8

Conclusiones y líneas futuras

8.1. Conclusiones

Dado que el objetivo final de esta tesis era obtener el diseño de una transición entre la tecnología ESICL rellena de cristal líquido y una línea de transmisión planar, durante el desarrollo de la tesis se han llevado a cabo una serie de pasos para lograr dicho objetivo.

En primer lugar, se ha hecho un análisis teórico exhaustivo de la tecnologías integradas en sustrato y de su funcionamiento y fabricación, concretamente de las líneas coaxiales, ESICL.

A continuación, puesto que se requiere un software comercial para el diseño de los dispositivos se ha realizado una comparativa entre los dos grandes softwares disponibles en el mercado HFSS y CST, decantándose por este último debido a su potente herramienta de optimización y mejor interfaz de diseño.

Además, se ha estudiado el comportamiento del cristal líquido con el objeto de tener en cuenta sus limitaciones para una posterior fabricación en futuros proyectos.

Seguidamente, para validar el estudio teórico abordado, se procede a realizar varios diseños de líneas coaxiales integradas en sustrato (ESICLs) obteniendo diseños prometedores, con parámetros de reflexión menores a -20 dB y pérdidas de inserción alrededor de 1 dB en simulaciones.

Antes de proceder a la fabricación de dichos dispositivos se ha realizado un detallado estudio de las consideraciones tecnológicas a tener en cuenta, tales como las dimensiones mínimas de corte o la anchura mínima de fresado, entre otras. Es importante mencionar que todas estas consideraciones han sido solventadas con bastante éxito.

Finalmente, se han fabricado varios prototipos en vacío cuyas medidas de la repuesta en frecuencia es muy similar a las simuladas. Respecto a las pérdidas de retorno no se aprecia variación, mientras que las pérdidas de inserción aumentan debido, sobre todo, al uso de conectores de medida, ya que el resto de no idealidades se habían tenido en cuenta en las simulaciones.

8.2. Líneas futuras

Está claro que el siguiente paso a seguir es la fabricación del test de estrés mecánico que no se pudo fabricar por problemas de stock y en función de los resultados se puede optar por su rediseño o por su fabricación aplicando los conocimientos y técnicas orientados a la fabricación de dispositivos con cristal líquido expuestos en este documento. Este proyecto sentaría las bases para nuevos diseños de dispositivos de respuesta variable en frecuencia implementados sobre ESICL rellena de cristal líquido haciendo uso de la transición diseñada, por lo que los futuros proyectos deberá de tender en esta dirección.

Un buen segundo paso, sería el diseño y fabricación de un resonador simple en esta

tecnología empleando un stub en paralelo de media longitud de onda de longitud acabado en circuito abierto para permitir la correcta polarización del cristal líquido. Con este primer diseño se podría caracterizar la permitividad del cristal líquido en función de la tensión aplicada, gracias a la variación de la frecuencia de resonancia

Un tercer proyecto podría diseñar filtros de respuesta dinámica implementado mediante stubs e inversores ya que la implementación de filtros por salto de impedancia necesitan de líneas de impedancia característica alta, de difícil implementación sobre la tecnología diseñada, ya que implicaría anchos de conductor interior aún menores a los implementados.

Otra línea de estudio podría suponer el uso del cristal líquido como elemento de reflexión variable. En el diseño de este proyecto se usó un sustrato de alta permitividad eléctrica para conseguir un alto cambio de medio con el cristal líquido y que las variaciones de su permitividad afectasen poco a la transición. Pero con un sustrato de permitividad similar a la del cristal (2,8) se podrían implementar conmutadores o interruptores ya que en su estado de reposo el cambio de medio sería mínimo permitiendo la propagación de la onda y en su estado de polarización máxima el cambio podría ser suficiente como para reflejar la mayor parte del campo.

También se podría aprovechar las técnicas de fabricación y análisis estudiadas en este proyecto para el diseño y aplicación de otro tipo de líneas con cristal líquido.

En definitiva, este proyecto solo implica un pequeño paso hacia el uso de cristal líquido a frecuencias de microondas.

Bibliografía

- [1] A. Belenguer, A. L. Borja, H. Esteban, and V. E. Boria, “High-performance coplanar waveguide to empty substrate integrated coaxial line transition,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, pp. 4027–4034, Dec 2015.
- [2] J. R. Sánchez, M. C. Bachiller, and H. Esteban, “Diseño de filtros de microondas reconfigurables en tecnología esiw,” Master’s thesis, Universitat Politècnica de València, Spain, 2014.
- [3] M. T. Juliá, M. C. Bachiller, and H. Esteban, “Análisis de filtros de microondas reconfigurables en tecnología esiw,” Master’s thesis, Universitat Politècnica de València, Spain, 2014.
- [4] V. K. Varadan, K. J. Vinoy, and K. A. Jose, *RF MEMS and Their Applications*. Wiley, 2002.
- [5] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, “The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics,” in *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003. TELSIKS 2003. 6th International Conference on*, vol. 1, pp. P–III–P–X vol.1, Oct 2003.
- [6] A. Belenguer, H. Esteban, and V. E. Boria, “Novel empty substrate integrated waveguide for high-performance microwave integrated circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, pp. 832–839, April 2014.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [8] F. Peñaranda and M. Baquero, *LMicroondas. Lineas de transmisión: soluciones de las ecuaciones de Maxwell*. UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA, 1996.
- [9] M. N. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics with MATLAB, Third Edition*. CRC Press, 2009.
- [10] VV.AA., *LINEAS DE TRANSMISION*. UNIVERSIDAD POLITECNICA DE VALENCIA, 2002.
- [11] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook (Artech House Antennas and Propagation Library) (Artech House Microwave Library (Hardcover))*. Artech Print on Demand, 1991.
- [12] L. Gruner, “Higher order modes in square coaxial lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, pp. 770–772, Sep 1983.
- [13] M. Lukic, S. Rondineau, Z. Popovic, and S. Filipovic, “Modeling of realistic rectangular mu_z-coaxial lines,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2068–2076, May 2006.

- [14] T. S. Chen, “Determination of the capacitance, inductance, and characteristic impedance of rectangular lines,” *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, pp. 510–519, September 1960.
- [15] S. P. Natarajan, “Micro coaxial transmission lines for integrated microwave circuits,” Master’s thesis, University of South Florida, ESA, 2007.
- [16] R. W. Jackson, “Coplanar waveguide vs. microstrip for millimeter wave integrated circuits,” in *Microwave Symposium Digest, 1986 IEEE MTT-S International*, pp. 699–702, June 1986.
- [17] J. Coonrod and B. Rautio, “Microwave journal,” *The name of the journal*, vol. 55, no. 7, pp. 74–82, 2012.
- [18] J. Chen, W. Cranton, and M. Fihn, *Handbook of Visual Display Technology*. Springer, 2011.
- [19] D.-K. Yang and S.-T. Wu, *Fundamentals of Liquid Crystal Devices (Wiley Series in Display Technology)*. Wiley, 2014.
- [20] P. J. Collings and M. Hird, *Introduction to Liquid Crystals: Chemistry and Physics (Liquid Crystals Book Series)*. CRC Press, 1997.
- [21] R. S. Elliott, *Introduction To Guided Waves and Microwave Circuits, An.* Prentice Hall, 1998.
- [22] L. M. Blinov, *Structure and Properties of Liquid Crystals (Topics in Applied Physics)*. Springer, 2010.
- [23] C. Carrasco, *Diseño y fabricación de dispositivos basados en cristal líquido polimérico*. PhD thesis, Universidad politécnica de Madrid, 2012.