

Desarrollo de dispositivos pasivos de microondas en tecnología Empty Substrate Integrated Coaxial Line

José Manuel Merello Giménez

Tutor: María Carmen Bachiller Martín

Cotutor: Vicente Nova Giménez

Trabajo Fin de Grado presentado en la Escuela
Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunica-
ción de la Universitat Politècnica de València, para
la obtención del Título de Graduado en Ingeniería
de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación.

Curso 2016-2017

Valencia, 12 de julio de 2017

Agradecimientos

No querría hacer esto muy largo porque no es mi estilo y los que me conocen saben que prefiero hacer este tipo de cosas cara a cara, sin necesidad de escribir una parrafada.

En cualquier caso, me parecería injusto no hacer una mención especial, aquí, sobre el papel, a ciertas personas cuya involucración en este proyecto ha sido más que notable tanto en el ámbito académico como en el personal. Quiero agradecer a Carmen, Vicente y Juanra todo lo que he aprendido en el poco tiempo que hemos estado juntos. Después de cuatro años de monotonía universitaria, por fin veo la luz al final del túnel. Por supuesto, he de agradecer a mis padres, a mi hermana, a mi cuñado Kevin y a sus dos enanos motivados todo el apoyo que incondicionalmente me han dado durante todos los días que tengo la suerte de compartir con ellos. No podría imaginar una familia mejor, de verdad.

Por último, agradecer a todos mis colegas de la universidad, del instituto, del colegio y del barrio y, en especial, al grupo de la china, todos los momentos, risas y birras a vuestro lado. Sois muy grandes.

Valencia, julio de 2017.

Resumen

El continuo avance de la tecnología y, en consecuencia, de los sistemas de comunicaciones, así como la gran competencia presente en este sector, hace necesario el uso de líneas de transmisión de altas prestaciones, baratas y de simple fabricación.

Este proyecto se enfoca en la implementación de dispositivos pasivos (un acoplador direccional híbrido de 90° y un divisor en T) a frecuencias de microondas sobre la eficiente y novedosa tecnología de guiado *Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. De este modo, se ha llevado a cabo un estudio completo de todas las fases implicadas en el proceso de fabricación (análisis teórico, diseño, optimización, fabricación y medición de resultados) de un dispositivo electrónico para, posteriormente, llevarlas a la práctica con la fabricación, sobre tecnología planar, de los dos dispositivos antes mencionados.

Resum

El continu avançe la tecnologia i, en consecuencia, dels sistemes de comunicacions, així com la gran competència present en aquest sector, fa necessari l'ús de línies de transmissió d'altres prestacions, barates i de simple fabricació.

Aquest projecte s'enfoca en la implementació de dispositius passius (un acoblador direccional híbrid de 90° i un divisor en T) a freqüències de microones sobre l'eficient i innovadora tecnologia de guiat *Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. D'aquesta manera s'ha dut a terme un estudi complet de totes les fases implicades en el procés de fabricació (anàlisi teòric, disseny, optimització, fabricació i mesura dels resultats) d'un dispositiu electrònic per a, posteriorment, dur-les a la pràctica amb la fabricació, sobre tecnologia planar, de els dos dispositius abans esmentats.

Abstract

The continuous advance of both the technology and the communications systems, as well as the current competition in this sector, makes necessary the use of high performance and cheap transmission lines of simple manufacture.

This project focuses on the implementation of passive devices (a 90° hybrid directional coupler and a T-splitter) at microwave frequencies over the efficient and novel guiding technology *Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. In this way, a complete study of all the phases involved in the manufacturing process (theoretical analysis, design, optimization, manufacturing and measurement) of an electronic device has been carried out and, subsequently, implemented with the two devices mentioned above.

Índice general

1. Introducción	7
1.1. Objetivos	7
1.2. Motivación	7
1.2.1. Aplicaciones para arrays de antenas	8
1.2.2. Banda libre para el 5G	8
1.3. Trabajo con grupos de investigación preexistentes	8
1.4. Plan de Trabajo	8
1.4.1. Plan temporal	9
2. Fundamentos teóricos	10
2.1. Los divisores de potencia	10
2.1.1. Unión en T	12
2.2. Los Híbridos de 90°	13
2.3. Las líneas ESICL	15
2.4. La línea coplanar	17
2.4.1. Coplanar clásica	17
2.4.2. Coplanar tapada	18
2.5. La transición ESICL-coplanar	18
3. Diseño	21
3.1. Herramienta CST	21
3.2. Línea ESICL	21
3.2.1. Línea de 50 Ω	22
3.2.2. Línea de 50/ $\sqrt{2}$ Ω	23
3.2.3. Estudio del ancho de banda monomodo	23
3.3. Divisor de potencia	24
3.3.1. Aspectos comunes	24
3.3.2. Divisor a 10 GHz	25
3.3.3. Divisor a 5 GHz	26
3.4. Híbrido de 90°	29
3.4.1. Aspectos comunes	29
3.4.2. Híbrido de 90° a 10 GHz	30
3.4.3. Híbrido de 90° a 5 GHz	33
3.5. Diseño final para fabricación	37
3.5.1. Coplanar-Coplanar tapada-Transición-ESICL	37
3.5.2. Divisor	39
3.5.3. Híbrido	39
4. Fabricación	42
4.1. Materiales	42
4.2. Tecnologías de fabricación	42

4.2.1.	Fresadora mecánica	42
4.2.2.	Fresadora Láser	43
4.2.3.	Metalizado	44
4.2.4.	Soldado	45
4.3.	Proceso de fabricación	45
4.3.1.	Archivos gerber	45
4.3.2.	Fases de la herramienta de fabricación	47
4.4.	Fases de la fabricación	48
4.5.	Dispositivos fabricados	49
5.	Resultados y medidas	55
5.1.	Calibración del analizador	55
5.2.	Proceso de medida	56
5.3.	Resultados medidos vs simulados	56
5.3.1.	Divisor	57
5.3.2.	Híbrido	58
5.4.	Razones de la discrepancia	58
6.	Conclusiones	60
6.1.	Proceso completo	60
6.2.	Resultados prometedores	60
6.3.	Líneas futuras	60

Índice de figuras

1.1.	Diagrama de Gantt.	9
2.1.	Ejemplo de divisor comercial de tres puertos.	10
2.2.	Esquema de un divisor resistivo básico (Fuente: [1]).	12
2.3.	(a) Modelo de divisor Wilkinson implementado en línea <i>microstrip</i> (Fuente: [1]). (b) Equivalente circuital (Fuente: [1]).	12
2.4.	Unión en T implementada en línea de transmisión (Fuente: [1]).	13
2.5.	Geometría de un acoplador direccional híbrido de 90° (Fuente: [1]).	13
2.6.	a) Línea ESICL con sus dimensiones básicas. b) Línea ESICL vista en perspectiva.	15
2.7.	Detalle de la separación entre capas de la ESICL.	15
2.8.	División en subsecciones de la sección transversal de la ESICL (Fuente: [4]).	16
2.9.	Sección transversal de la línea coplanar clásica (Fuente: [4]).	17
2.10.	Sección transversal de la línea coplanar tapada (Fuente: [4]).	18
2.11.	Distribución de las líneas de campo en una línea coplanar tapada (Fuente: [4]).	19
2.12.	Visión en perspectiva de la transición entre una coplanar y una ESICL (Fuente: [4]).	19
2.13.	Visión en perspectiva de las capas que conforman la transición (Fuente: [4]).	19
2.14.	Campo eléctrico propagándose por la transición (Fuente: [4]).	20
3.1.	Cortes transversales de las distintas líneas ESICL utilizadas en los diseños.	22
3.2.	Línea continua: modos de un coaxial cuadrado. Línea discontinua: modos de un coaxial circular (Fuente: [7]).	24
3.3.	Visión en planta del divisor (capa 3) acotado.	25
3.4.	a) Unión en T. b) Unión en Y.	25
3.5.	Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del divisor a 10 GHz para distintas longitudes de la línea $50/\sqrt{2} \Omega$	26
3.6.	Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor a 10 GHz.	27
3.7.	Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del divisor (diseño A) a 5 GHz para distintos factores de escalado de la línea $50/\sqrt{2} \Omega$	27
3.8.	Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor (diseño A) a 5 GHz.	28
3.9.	Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor (diseño B) a 5 GHz.	28
3.10.	Visión en planta del híbrido acotado.	30
3.11.	Visión en planta del detalle de la unión de brazos del híbrido.	30
3.12.	Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del híbrido a 10 GHz para distintas longitudes de los brazos.	31
3.13.	a) Diseño 1. b) Diseño 2.	31

3.14. División de la potencia a la salida del híbrido a 10 GHz para distintas impedancias características de los brazos.	33
3.15. Parámetros de dispersión mas significativos del híbrido a 10 GHz.	33
3.16. Fase de los parámetros de dispersión S_{31} y S_{41} del híbrido a 10 GHz.	34
3.17. Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del híbrido a 5 GHz (diseño A) para distintos factores de escalado.	34
3.18. División de la potencia a la salida del híbrido a 5 GHz (diseño A) para distintas impedancias características de los brazos.	35
3.19. Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz (diseño A).	36
3.20. Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz (diseño B).	36
3.21. Fase de los parámetros de dispersión S_{31} y S_{41} del híbrido a 5 GHz (diseño B).	36
3.22. Visión en planta de la capa 2 del conjunto de la transición (Fuente: [4]).	38
3.23. Visión en planta de la capa 3 del conjunto de la transición. Arriba: <i>top</i> . Abajo: <i>bottom</i> . Fuente: [4].	38
3.24. Visión en planta de la capa 4 (<i>bottom</i>) del conjunto de la transición (Fuente: [4]).	38
3.25. Visión en planta de la capa 3 del diseño completo del divisor que se fabricará.	39
3.26. Parámetros de dispersión más importantes del divisor a 5 GHz con transiciones.	40
3.27. Visión en planta de la capa 3 del diseño completo del híbrido de 90° que se fabricará.	40
3.28. Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz con transiciones.	40
3.29. Fase de los parámetros S_{31} y S_{41} del híbrido con transiciones.	41
4.1. Plantilla creada en CST para el diseño de gerbers.	46
4.2. Diseño acotado en CST del archivo gerber del interior del híbrido. a) Visión en plantas de todas las capas. b) Visión en perspectiva.	47
4.3. Fiduciales perforados.	49
4.4. Vista en planta de la capa 1 del divisor después de ser cortada.	49
4.5. a) Vías correspondientes a la transición y al interior del híbrido de la capa 3 que se metalizarán. b) Detalle de vías.	50
4.6. a) Fresadora láser cortando la capa 3 del híbrido. b) Capa 3 del híbrido después del corte (antes de retirar el sobrante).	50
4.7. a) Introducción de la PCB en el baño activador. b) Extracción del baño activador tras 20 minutos. c) Reitarada del sobrante. d) Inmersión en ácido sulfúrico y sulfato de cobre para la electro-deposición.	51
4.8. a) Borrados alrededor del activo en la zona de la transición (capa 3). b) Borrado en capa 4. c) Vías no metalizadas en la capa 3 del divisor.	51
4.9. Atornillado del híbrido.	52
4.10. Conectores soldados a las entradas del híbrido.	52
4.11. a) Desglose de las capas del divisor. b) Visión en planta del proceso de montaje de la capa 4. c) Visión en planta del dispositivo final. d) Visión en perspectiva del dispositivo.	53
4.12. a) Desglose de las capas del híbrido. b) Visión en planta del proceso de montaje de la capa 4. c) Visión en planta del dispositivo final. d) Visión en perspectiva del dispositivo.	54
5.1. a) Conexión del <i>Short</i> . b) Conexión del <i>Open</i> . c) Conexión de las dos cargas. d) Conexión del <i>Line</i>	56

5.2.	a) Medidas para los puertos 1-2 del divisor. b) Medidas para los puertos 1-4 del híbrido. c) Medida de los puertos 1-2 del híbrido haciendo uso de un codo.	57
5.3.	Resultados medidos vs simulados de los parámetros de dispersión más significativos del divisor de potencia.	57
5.4.	Resultados medidos vs simulados de los parámetros de dispersión mas significativos del híbrido.	58
5.5.	Resultados medidos vs simulados del desfase de los puertos de salida.	59

Índice de Tablas

3.1. Alturas de los materiales utilizados en los dos diseños.	22
3.2. Dimensiones de las distintas líneas.	23
3.3. Anchos de banda monomodo (GHz).	23
3.4. Dimensiones del divisor a 5 GHz (Diseño B).	29
3.5. Dimensiones del híbrido a 5 GHz (diseño B).	37
3.6. Dimensiones del conjunto que conforma la transición.	37
3.7. Dimensiones del divisor a 5 GHz que se fabricará.	39
3.8. Dimensiones del híbrido a 5 GHz que se fabricará.	41

Capítulo 1

Introducción

1.1. Objetivos

Con la realización de este proyecto, se busca llevar a cabo un análisis completo de diversos dispositivos pasivos realizados mediante la novedosa línea de transmisión coaxial denominada ESICL, cuyas siglas responden a *Empty Substrate Integrated Coaxial Line* [6] y comprobar la viabilidad de esta estructura en dispositivos reales.

El objetivo principal será el de fabricar dos dispositivos pasivos de división de potencia a frecuencias de microondas (un divisor en T y un híbrido de 90°) haciendo especial hincapié tanto en el proceso de fabricación como en el de diseño, destacando por una parte las diferentes tecnologías y materiales empleados en la manufactura de los dispositivos y, por otra, las herramientas de diseño y como la implementación en estructuras ESICL variará el proceso de modelado de los dispositivos planteados. Posteriormente se llevará a cabo un análisis de los resultados para comprobar la viabilidad y correcto funcionamiento de los dispositivos.

Por otro lado, se expondrán también las características de la línea de transmisión a utilizar, así como las ventajas, inconvenientes y particularidades consecuencia de usar esta línea mediante un estudio de su estructura, así como de la de otras líneas planares más comunes y la posible transición entre ambas.

1.2. Motivación

Del avance de la tecnología, y de las nuevas posibilidades que este proceso trae consigo, así como de la acuciante necesidad de reducir costes surge un nuevo compendio de requerimientos a cubrir (dispositivos baratos, fabricación simple, altas prestaciones...). De este modo, en el actual proyecto, se ha considerado como un gran aliciente las grandes posibilidades que la tecnología ESICL aporta en comparación con el resto de tecnologías más comunes y consolidadas. Este nuevo coaxial aúna las bajas pérdidas y la ausencia de radiación de los cables coaxiales tradicionales con la fácil implementación y bajo coste de producción de la tecnología planar.

Este proyecto surge como una continuación de los estudios previos realizados sobre tecnología ESICL [4], [6] y con el fin de buscar una aplicación práctica a los mismos de forma que se compruebe el funcionamiento de esta línea de transmisión.

Por todo esto, a continuación se exponen varias finalidades para los dispositivos fabricados, tanto para el divisor de potencia, como para el acoplador direccional híbrido de 90° .

1.2.1. Aplicaciones para arrays de antenas

Una posible aplicación de los dispositivos fabricados y especialmente del acoplador direccional híbrido de 90° es su uso en aplicaciones relacionadas con agrupaciones de antenas. Las particulares características de este tipo de acopladores en las que las señales de salida de los accesos acoplados están desfasadas 90° pueden ser de gran utilidad para aplicaciones de *beamforming* (conformación del haz) en antenas en las que se requiera una ganancia y un apuntamiento específicos [12].

1.2.2. Banda libre para el 5G

Las rápida evolución de los sistemas de comunicaciones, así como de las nuevas necesidades en cuanto a tasas de transmisión e interconexión de sistemas, dispositivos y personas ha hecho que la puesta en funcionamiento del 5G, la nueva generación de dispositivos y tecnologías móviles [11], esté a la vuelta de la esquina (se espera su lanzamiento para 2020). De los caudales cada vez más grandes de información surge la necesidad de una cada vez mayor optimización del uso del espectro radioeléctrico y es por esto que se espera el uso de la banda de los 5 GHz (banda libre) con este objetivo.

Como posteriormente se expondrá, los dispositivos de este proyecto han sido diseñados para dos frecuencias, 10 GHz y 5 GHz, siendo este último diseño el que ha sido llevado a la práctica con la fabricación del mismo debido a limitaciones en fabricación propias de frecuencias superiores. De este modo, tanto el acoplador direccional híbrido como el divisor de potencia podrán ser usados en una banda de frecuencias cuya importancia va a aumentar exponencialmente en los próximos años abriendo un gran abanico de posibilidades.

1.3. Trabajo con grupos de investigación preexistentes

La línea de investigación ya abierta y en desarrollo en el Grupo de Aplicaciones de Microondas (GAM), perteneciente al Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia (iTEAM) de la Universidad Politécnica de Valencia (UPV), de la cual nace este proyecto, permite marcar una hoja de ruta muy optimista en proyectos relacionados. Así mismo, la colaboración con el Departamento de Teoría de la Señal en la UCLM, en materia de fabricación de dispositivos, el Departamento de Física de la Materia Condensada de la Universidad de Zaragoza y el laboratorio de Alta Frecuencia de la Technische Hochschule de Colonia en materia de utilización de nuevos materiales permiten explotar los resultados obtenidos en otras aplicaciones y tecnologías.

1.4. Plan de Trabajo

El plan de trabajo del proyecto se estructura en las siguientes fases:

1. Análisis teórico: fundamentación teórica de los dispositivos que se han fabricado.

- Línea ESICL .
- Divisores de potencia.
 - Divisor en Y.
 - Otros.
- Acopladores direccionales.
 - Híbrido de 90° .
 - Otros.

- Línea coplanar.
- Transición ESICL-Coplanar.

2. **Diseño:** modelado, simulación y optimización de los dispositivos a fabricar.

- Línea ESICL.
 - Impedancia 50Ω .
 - Impedancia $50/\sqrt{2} \Omega$.
- Divisor en Y.
 - A 10 GHz.
 - A 5 GHz.
- Acoplador direccional híbrido de 90° .
 - A 10 GHz.
 - A 5 GHz.
- Transición.

3. **Fabricación:** puesta en práctica de los diseños finales con el desarrollo de dispositivos reales.

- Estudio del proceso de fabricación.
- Línea ESICL.
- Divisor en Y.
- Acoplador direccional híbrido de 90° .
- Transición.

4. **Análisis de resultados:** comprobación del funcionamiento de los dispositivos y comparación entre los resultados obtenidos y los esperados.

- Divisor en Y.
- Acoplador direccional híbrido de 90° .

5. **Redacción de la memoria.**

1.4.1. Plan temporal

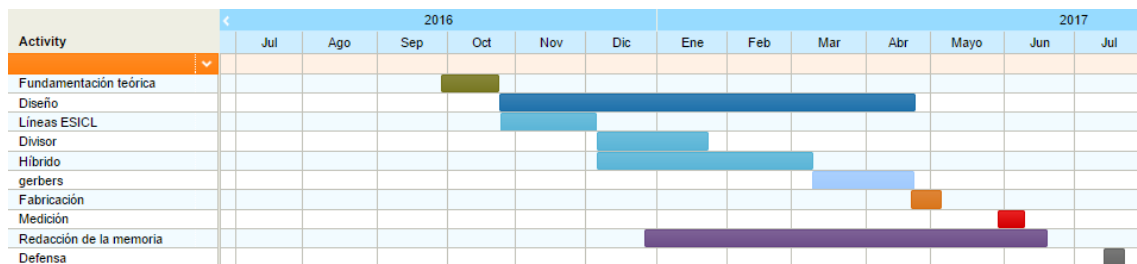


Figura 1.1: Diagrama de Gantt.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

Como no puede ser de otra manera, para el correcto diseño y posterior puesta en práctica del mismo es necesario establecer las bases teóricas en las que se fundamentará este proyecto. Por ello, en este capítulo, se expondrán las características principales de las redes de tres y cuatro puertos, particularizando para el caso de los divisores de potencia y los acopladores direccionales híbridos de 90° que son los dos dispositivos que se han llevado a la práctica. También se hará un estudio sobre las líneas de transmisión utilizadas para implementar estos dispositivos, que en este caso son la línea coplanar y la ESICL, consistente en un coaxial cuadrado integrado en tecnología planar. Por último, se analizará la transición utilizada para acoplar el campo entre estos dos tipos de líneas.

2.1. Los divisores de potencia

Los divisores de potencia son dispositivos pasivos de tres o más puertos (en este caso tres) en los que la señal que entra por un puerto se divide de forma equitativa, o no, entre los puertos de salida, siendo la suma de estas potencias no superior a la potencia de entrada e inferior en la medida en la que el prototipo difiera del modelo teórico ideal [1].

Gran cantidad de los diseños actuales surgen del trabajo realizado en los años 1940 y 1960, siendo en los años sesenta cuando hubo un cambio en el uso de tecnologías, pasando de la primacía de las guías de onda a una introducción de estructuras planares que permitieron nuevos modelos de divisores como el divisor Wilkinson, el cual será mencionado y explicado en brevedad posteriormente [1].



Figura 2.1: Ejemplo de divisor comercial de tres puertos.

En este proyecto se va a llevar a cabo la fabricación de un divisor de tres puertos (en concreto, una unión en T) y es por ello por lo que vamos a realizar un análisis sobre las redes con esta cantidad de entradas, cuya matriz de parámetros de dispersión contiene, en

un primer momento, 9 elementos independientes entre sí, tal y como se define en (2.1).

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Obviamente, lo óptimo sería un dispositivo en el cual todos los puertos estuvieran adaptados y cuyo comportamiento fuera recíproco. La matriz de dispersión de un dispositivo de estas características tendría la diagonal principal a cero y los parámetros $S_{ij}=S_{ji}$.

Puesto que se parte de una red sin pérdidas, la matriz de parámetros de dispersión S correspondiente habrá de cumplir la condición de unitariedad, lo que llevará al siguiente conjunto de ecuaciones:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (2.2)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (2.3)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (2.4)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0, \quad (2.5)$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0, \quad (2.6)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (2.7)$$

De este modo, y observando (2.5)-(2.7), se deduce que, de los parámetros S_{12} , S_{13} y S_{23} , dos, al menos, han de ser cero. Observando las ecuaciones (2.2)-(2.4) es fácil ver que no hay solución que las satisfaga.

Por todo esto, se puede afirmar que es imposible tener una red de tres accesos, sin pérdidas, recíproca y cuyos tres puertos estén adaptados. De este modo, y por ser una de las características de las uniones en T, se va a renunciar a que todos los puertos se encuentren adaptados puesto que con uno solo basta para poder dividir correctamente la señal. No obstante, sí que sería posible conseguir los tres puertos adaptados en una red sin pérdidas pero esto implicaría el uso de materiales anisótropos como la ferrita, lo cual queda fuera de los objetivos de este proyecto. Otra opción sería la de renunciar a la ausencia de pérdidas llevando a cabo un divisor resistivo, como el mostrado en la figura 2.2, que no sería óptimo pues, aunque si conseguiría una división equitativa de la potencia, esta última se vería mermada a la mitad en la salida [1].

El último caso que merece la pena mencionar es el del divisor Wilkinson (figura 2.3). Este tipo de divisores, con todos los accesos adaptados, reparte equitativamente y sin pérdidas la potencia cuando los puertos de salida están terminados debido a la condición de pared magnética que se genera en el plano transversal de la resistencia que une los dos activos [1]. La particularidad de estos divisores es que las potencias disipadas por la resistencia son aquellas reflejadas en las cargas de los puertos de salida [2]. Por otro lado, esto nos genera problemas, pues sería necesario un elemento concentrado (resistencia) que uniera los dos activos de los puertos de salida, lo que resulta muy complicado en una línea como la ESICL que al ser un coaxial tiene su elemento conductor activo totalmente recubierto, dificultando enormemente la unión.

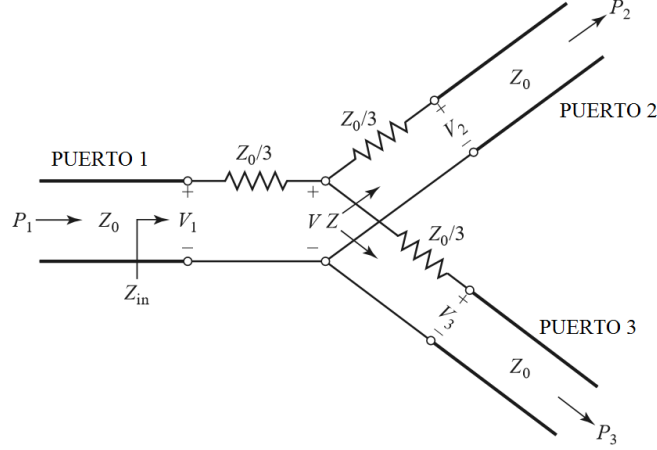


Figura 2.2: Esquema de un divisor resistivo básico (Fuente: [1]).

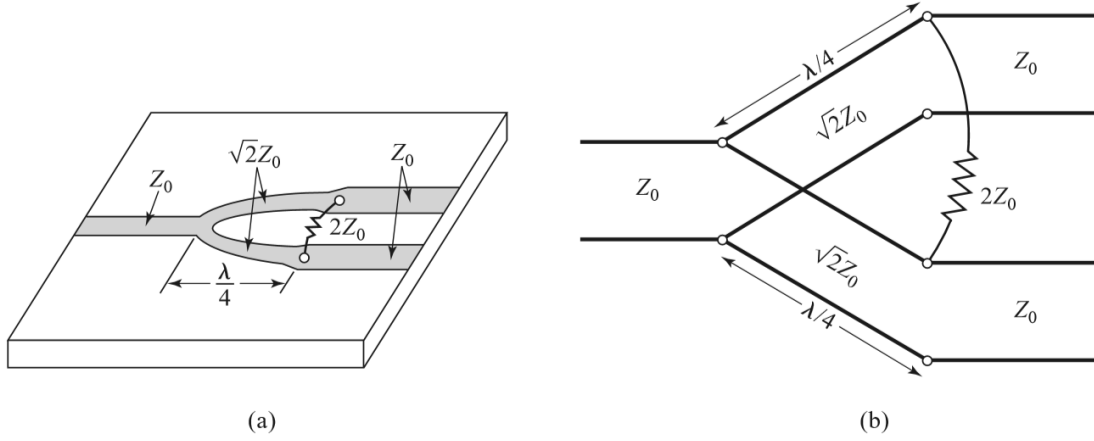


Figura 2.3: (a) Modelo de divisor Wilkinson implementado en línea *microstrip* (Fuente: [1]). (b) Equivalente circuital (Fuente: [1]).

2.1.1. Unión en T

Sentadas las bases teóricas de los divisores de potencia en general, se ha elegido para este proyecto una unión en T como la de la figura 2.4. Como se ha mencionado anteriormente, al tratarse de una red sin pérdidas y recíproca, únicamente habrá un puerto adaptado. Para conseguir esta adaptación a una impedancia de 50Ω , y como se quiere que el dispositivo reparta equitativamente la potencia, la solución adoptada, al no poder variar las impedancias de los puertos de salida (2 y 3) puesto que se busca que funcionen a 50Ω también, ha sido la de colocar una línea de longitud $\lambda/4$ a la entrada del puerto 1. De este modo:

$$Y_{23} = \frac{1}{Z_{o2}} + \frac{1}{Z_{o3}}, \quad (2.8)$$

$$Y_{in} = Y_{o1} \frac{Y_{23} + Y_{o1} \tan(\beta l)}{Y_{o1} + Y_{23} \tan(\beta l)}, \quad (2.9)$$

y siendo iguales todas las impedancias características de los puertos, se tiene como resultado:

$$Z_{in} = 1/Y_{in} = 50\Omega. \quad (2.10)$$

Quedando de este modo la matriz S:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 \\ -1 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \\ -1 & \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Para acabar, cabe destacar el hecho de que al unir estructuras como son guías de onda o en nuestro caso, el coaxial cuadrado que es la ESICL, aparecen en las uniones de las distintas líneas y debido a las discontinuidades consecuentes, modos de orden superior al fundamental que degradan los resultados, así como susceptancias parásitas cuyo efecto, en un primer momento, se desprecia.

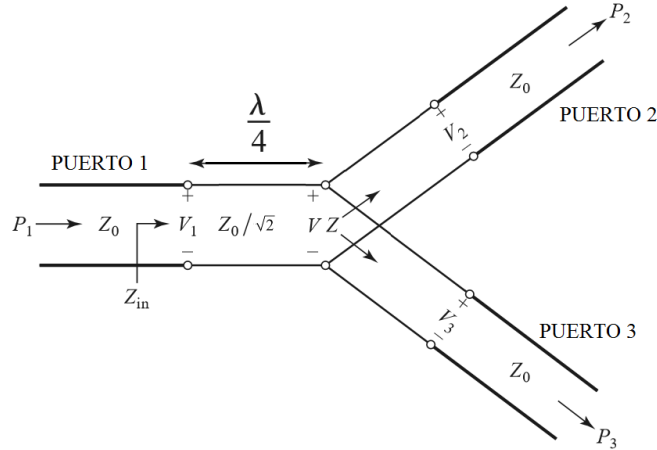


Figura 2.4: Unión en T implementada en línea de transmisión (Fuente: [1]).

2.2. Los Híbridos de 90°

Los híbridos de 90° o híbridos en cuadratura son un tipo especial de acopladores direccionales de cuatro puertos [1]. Este tipo de dispositivos pasivos, recíprocos, simétricos y sin pérdidas se caracterizan por un tipo de división especial de la señal que entra por un puerto, la cual se divide equitativamente, presentando una caída de 3 dB tanto en el brazo directo como en el acoplado (puertos 3 y 4 de la figura 2.5), así como un desfase entre estas dos señales de salida de 90°. Por otra parte, el puerto restante, que se encuentra en el mismo lado que el de entrada, se encuentra aislado y por él no sale potencia. En la figura 2.5 se muestra la geometría y los puertos de referencia del acoplador tipo *branch line*, que es el que se procederá a diseñar y, en esta sección, a analizar.

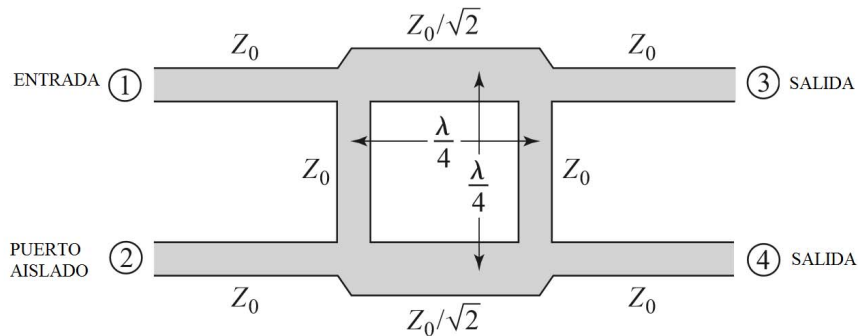


Figura 2.5: Geometría de un acoplador direccional híbrido de 90° (Fuente: [1]).

Para deducir los parámetros de dispersión, se hará uso de un análisis par e impar del dispositivo para el puerto de entrada 1 y que, por simetría, se puede extrapolar al resto de puertos cuando actúan como entrada. Suponiendo una excitación simétrica de amplitud $+1/2$ por los puertos 1 y 4 y el resto de puertos acabados, es fácil ver que se tiene condición de pared magnética en medio de las líneas de Z_o , obteniendo consecuentemente cuatro *stubs* de longitud $\lambda/8$ acabados en circuito abierto. Procediendo del mismo modo pero excitando el puerto 1 con $+1/2$ y el 4 con $-1/2$ (excitación impar), los *stubs* acabarán en cortocircuito. De este modo, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$b_1 = \frac{1}{2}\rho_e + \frac{1}{2}\rho_o, \quad (2.12)$$

$$b_2 = \frac{1}{2}\rho_e - \frac{1}{2}\rho_o, \quad (2.13)$$

$$b_3 = \frac{1}{2}\tau_e - \frac{1}{2}\tau_o, \quad (2.14)$$

$$b_4 = \frac{1}{2}\tau_e + \frac{1}{2}\tau_o, \quad (2.15)$$

donde b_i representa la amplitud de la onda saliente por el puerto i y τ_e , τ_o , ρ_e y ρ_o , los coeficientes de transmisión y reflexión de los modos pares e impares respectivamente. De este modo, solo queda calcular estos últimos con ayuda de los parámetros de la matriz ABCD con:

$$\rho = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D}, \quad (2.16)$$

$$\tau = \frac{2}{A + B + C + D}. \quad (2.17)$$

Para el caso par se obtiene:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} \\ j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

donde la primera y tercera matriz de la segunda parte de la igualdad corresponden a la subred de dos puertos formada por un *stub* en paralelo de longitud $\lambda/8$ acabado en circuito abierto y la matriz central corresponde a la subred de dos puertos formada por una línea de longitud $\lambda/4$ e impedancia $Z_o/\sqrt{2}$. Sustituyendo se obtiene $\rho_e=0$ y $\tau_e=\frac{-1}{\sqrt{2}}(1+j)$. Procediendo del mismo modo para la excitación impar se obtiene $\rho_o=0$ y $\tau_o=\frac{1}{\sqrt{2}}(1-j)$ y sustituyendo todos estos valores:

$$b_1 = 0, \quad (2.19)$$

$$b_2 = 0, \quad (2.20)$$

$$b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}}, \quad (2.21)$$

$$b_4 = \frac{-1}{\sqrt{2}}, \quad (2.22)$$

y por reciprocidad y simetría obtenemos la matriz de los parámetros de dispersión:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

2.3. Las líneas ESICL

Básicamente, esta línea de transmisión responde a la forma de un coaxial cuadrado, el cual consiste en una parte central rectangular conductora (activo) suspendida y rodeada por material dieléctrico que está a su vez encapsulado por otro conductor rectangular que hará de tierra eléctrica. Al contar con la presencia de dos conductores, el modo fundamental de la línea será el modo TEM, con una frecuencia de corte de 0 Hz y un ancho de banda monomodo que dependerá de las dimensiones de la línea (figura 2.6). Esta configuración da a la línea una mayor resistencia mecánica con respecto a los coaxiales circulares, además de permitir su integración en topologías planares.

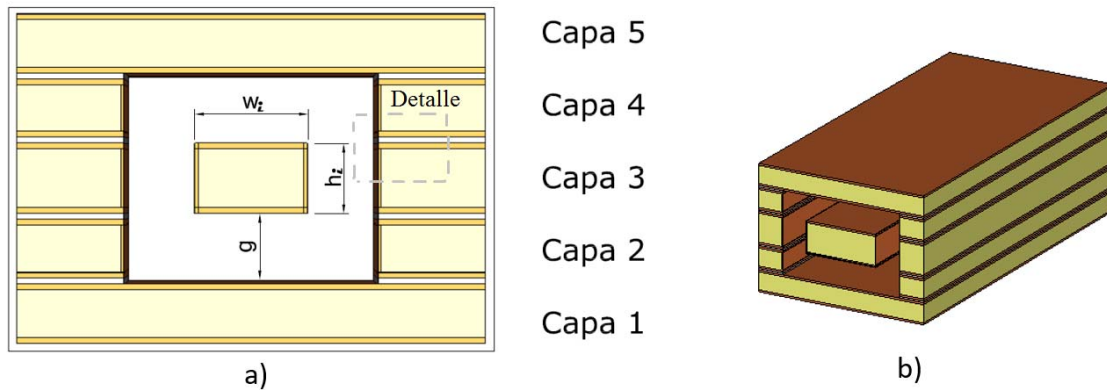


Figura 2.6: a) Línea ESICL con sus dimensiones básicas. b) Línea ESICL vista en perspectiva.

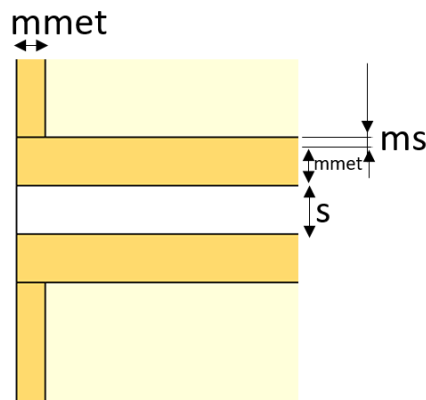


Figura 2.7: Detalle de la separación entre capas de la ESICL.

A partir de aquí, la ESICL no es más que la implementación de un coaxial cuadrado en un conglomerado de sustrato de 5 capas (figura 2.6 a)). Cada capa será una PCB distinta y sus finalidades dentro de la línea son las siguientes [4]:

- **Capa 1:** al ser la capa inferior, proporciona el plano conductor inferior del conductor de tierra. Su altura es indiferente para el comportamiento de la línea.
- **Capa 2:** proporciona dos planos conductores de tierra (izquierdo y derecho), marca el ancho total del conductor rectangular que conforma la tierra de la líneas, así como la separación vertical entre el activo y el plano de tierra.
- **Capa 3:** es la capa más importante, provee a la ESICL de planos conductores laterales de tierra, conductor activo, marcando el ancho del mismo y consecuentemente la distancia de separación horizontal entre el activo y la tierra, dimensiones de suma importancia a la hora de diseñar en función de la impedancia característica de la línea.
- **Capa 4:** puesto que la ESICL es simétrica, esta capa tiene la misma función que la Capa 2.
- **Capa 5:** mismas características y particularidades que la Capa 1 salvo que esta proporciona el plano conductor superior de la tierra.

Por último, y de cara al diseño de la línea, es muy útil obtener una ecuación que exprese su impedancia característica en función de las dimensiones de la misma. Para ello, y teniendo en cuenta que se trabajará en el rango monomodo (lo cual simplifica sumamente las cosas), se procede a calcular la capacidad total por unidad de longitud de la línea, que junto con la velocidad de propagación (2.24) permite obtener la fórmula buscada.

$$Z_o = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{C_T}. \quad (2.24)$$

La división en subsecciones de la figura 2.8 ayudará en la comprensión del método empleado [5]:

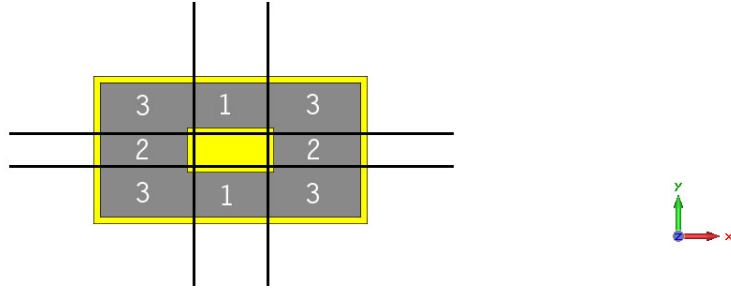


Figura 2.8: División en subsecciones de la sección transversal de la ESICL (Fuente: [4]).

De esta forma, se obtienen las siguiente expresiones, donde C_i representa la capacidad por unidad de longitud equivalente de la sección i y C_T representa la capacidad por unidad de longitud total de la línea:

$$C_1 = \frac{\epsilon w_i}{g}, \quad (2.25)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon h_i}{g}, \quad (2.26)$$

$$C_3 = \frac{\epsilon}{\pi} \left[\log_{10} \left(\frac{1}{2} \right) + \frac{\pi}{2} \right], \quad (2.27)$$

$$C_T = 2C_1 + 2C_2 + 4C_3, \quad (2.28)$$

y sustituyendo en (2.24), se obtiene:

$$Z_o = \frac{\sqrt{\mu\epsilon}}{2\epsilon\left[\left(\frac{w_i+h_i}{g}\right) + \frac{2}{\pi}\left(\log_{10}\left(\frac{1}{2}\right) + \frac{\pi}{2}\right)\right]}. \quad (2.29)$$

2.4. La línea coplanar

Puesto que la ESICL es una línea novedosa, es necesario diseñar e implementar una transición a otra tecnología de uso común. La línea escogida para ese objetivo es la coplanar, por su adecuada disposición para una integración con líneas ESICL y porque ya existe un estudio, diseño y fabricación previos [4] que aseguran el correcto funcionamiento de la transición entre estas dos tecnologías. Es importante destacar que al tratarse de una tecnología no simétrica en su eje horizontal (al contrario que la ESICL), el proceso de fabricación sera mucho más complejo pues habrá que realizar operaciones diferentes tanto en la cara superior (*top*) como inferior (*bottom*) de los sustratos que la conformen.

2.4.1. Coplanar clásica

Esta línea consta de dos alturas: en la primera se encuentra un plano metálico continuo que hará de tierra eléctrica mientras que en la segunda, y suspendidas sobre el dieléctrico se encuentran tres tiras conductoras, dos de las cuales (las más externas) se encuentran cortocircuitadas con la tierra. En esta configuración se tiene una tira conductora que hará de activo y tres superficies metálicas que harán de tierra eléctrica.

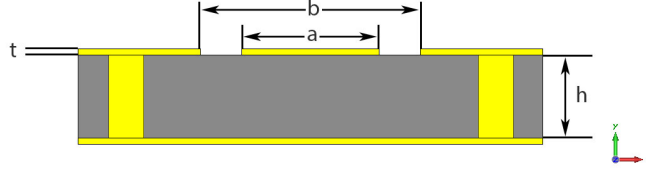


Figura 2.9: Sección transversal de la línea coplanar clásica (Fuente: [4]).

A continuación se añade el análisis teórico [3] en función de las dimensiones de la línea, que modela la impedancia característica de la misma:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}, \quad (2.30)$$

$$k = a/b, \quad (2.31)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (2.32)$$

$$k_1 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{4h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{4h}\right)}, \quad (2.33)$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}, \quad (2.34)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}}{1 + \frac{k(k')}{k(k)} \frac{k(k_1)}{k(k'_1)}}, \quad (2.35)$$

donde $\frac{K(k')}{K(k)}$ representa el ratio de la integral elíptica completa de primera especie para k' y k . Cabe destacar que esta línea, para la unión periódica de los tres planos de tierra y para relaciones h/b altas, presenta anchos de banda monomodo bastante amplios. Por otra parte, al presentar una considerable cantidad de líneas de campo en el aire, la permitividad eléctrica efectiva (ϵ_{ef}) será menor que en otras líneas lo que llevará a unos anchos de tira activa mayores para una misma impedancia característica.

2.4.2. Coplanar tapada

Esta línea difiere de la anterior en el hecho de que se cubre la parte superior de la línea (que estaba al aire) con una nueva capa, la cual introduce tanto un mayor volumen de dieléctrico, como un nuevo plano conductor que hará también de tierra. Además, con el fin de cubrir totalmente la línea, se introducen dos paredes verticales, cuyo efecto se podrá depreciar en caso de que su separación sea mayor a $1,75b$.

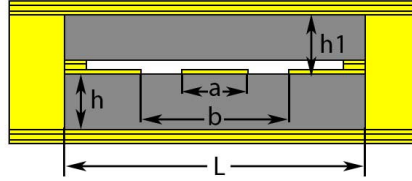


Figura 2.10: Sección transversal de la línea coplanar tapada (Fuente: [4]).

La forma de modelar la impedancia característica de la línea es la siguiente:

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\sqrt{\epsilon_{ef}}} \frac{1}{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} \frac{K(k_4)}{K(k'_4)}}, \quad (2.36)$$

$$\epsilon_{ef} = 1 + \frac{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)}}, \quad (2.37)$$

$$k_3 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{h})}{\tanh(\frac{\pi b}{h})}, \quad (2.38)$$

$$k_4 = \frac{\tanh(\frac{\pi a}{h_1})}{\tanh(\frac{\pi b}{h_1})}. \quad (2.39)$$

Todos estos cambios hacen que el campo se transmita más por el límite superior de la estructura (figura 2.11), pudiéndose dar el caso (dependiendo de la separación de la nueva tierra) en que el campo por la parte superior supere al de la parte inferior [4]. En definitiva, esta disposición similar a la ESICL, convierte a esta línea en la mejor candidata para implementar una transición entre la coplanar clásica y la ESICL.

2.5. La transición ESICL-coplanar

Una vez se han decidido las dos tecnologías a unir es necesario el estudio de la transición que hará esto posible. Es muy importante resaltar que tanto la coplanar y la transición, como la ESICL se diseñan y fabrican sobre el mismo sustrato, lo que hace innecesaria la presencia de conectores, mejorando de este modo tanto la respuesta de los dispositivos

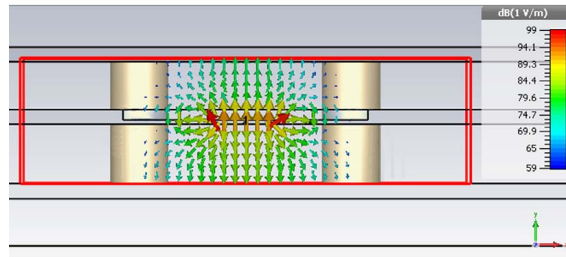


Figura 2.11: Distribución de las líneas de campo en una línea coplanar tapada (Fuente: [4]).

como la posible futura comercialización al ser solo necesario llevar a cabo todas las fases de fabricación una vez.

El orden de las líneas para la correcta implementación de la transición es el siguiente: coplanar, coplanar tapada, transición y finalmente la ESICL (puerto de entrada a los dispositivos).

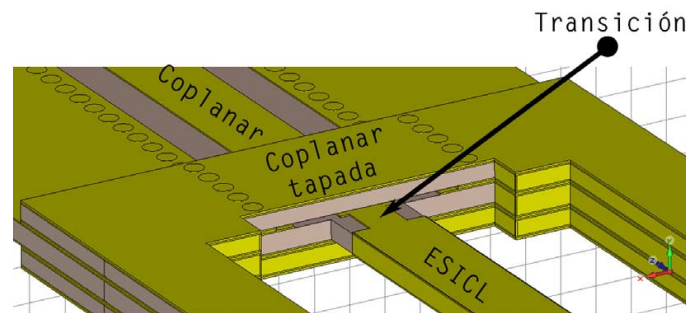


Figura 2.12: Visión en perspectiva de la transición entre una coplanar y una ESICL (Fuente: [4]).

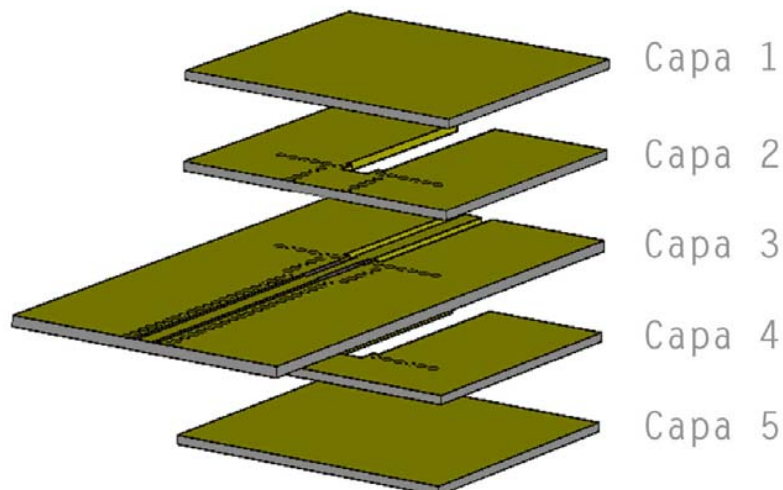


Figura 2.13: Visión en perspectiva de las capas que conforman la transición (Fuente: [4]).

Como se puede observar en figura 2.12, las capas 1 y 5 cumplen la función de tapa aportando sus caras metálicas para conformar el conductor externo de la ESICL. La capa 4 conforma la capa superior (tapa) de la coplanar tapada, mediante su metalizado superior

y gracias a la creación de vías laterales metalizadas, así como la cavidad que hará de *gap* (parámetro g en la figura 2.6) tanto en la ESICL como en la transición. La capa 2 es de las más sencillas ya que no presenta vías y por su dieléctrico no se propaga el campo, sirviendo únicamente de pared conductora vertical para la tierra de la ESICL. Por último, se encuentra la capa 3; esta capa es la más importante puesto que conforma los conductores activos de los cuatro tramos de línea y la cual podemos observar en la figura 2.13 donde se pueden diferenciar los distintos tramos que componen tanto esta, como el resto de capas [4]. Por todo esto, la transición desacopla la tierra del activo a la vez que permite una transición suave de los campos electromagnéticos. En la figura 2.14 se muestra la distribución de las líneas de campo eléctrico a lo largo de la transición donde se puede observar como, gracias a esta última, se produce el correcto acoplamiento entre coplanar y ESICL.

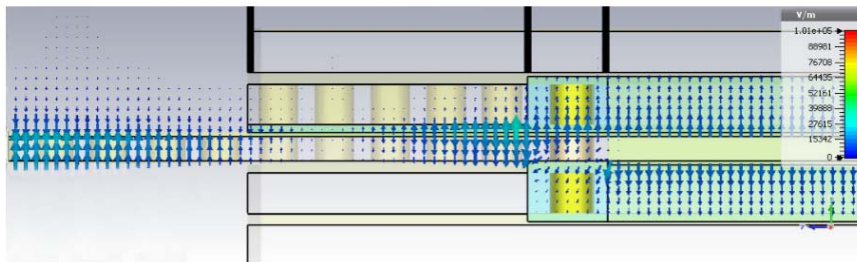


Figura 2.14: Campo eléctrico propagándose por la transición (Fuente: [4]).

Capítulo 3

Diseño

En esta sección se abordará todo lo que concierne al proceso de diseño, simulación y optimización de los dispositivos a fabricar. Es, sin duda alguna, la etapa del proyecto a la que más tiempo se ha dedicado pues los problemas que han surgido como consecuencia de emplear una tecnología tan nueva como la ESICL han hecho necesaria la realización de hasta tres diseños por dispositivo (6 en total) con el fin de obtener uno cuya fabricación fuera viable con las tecnologías de fabricación de que se ha podido disponer.

3.1. Herramienta CST

El software que se ha utilizado para realizar todos los diseños es CST, un simulador 3D de campos electromagnéticos basado en elementos finitos. En concreto se trabaja con la aplicación *Microwave & RF Components* que proporciona una interfaz de uso sencilla donde poder desarrollar dispositivos pasivos a frecuencias de microondas. Cabe destacar la importancia de contar con un simulador de estas características, pues si bien es verdad que los modelos teóricos dan un dimensionado cerrado de los dispositivos, tanto la introducción de los cambios necesarios para la fabricación, como la inexistencia de información previa acerca de la respuesta de dispositivos basados en ESICL, hacen necesaria la presencia de un software que permita el modelado y simulación de estas estructuras, así como un ulterior proceso de optimización si este fuera necesario.

3.2. Línea ESICL

Como ya se ha comentado en las secciones anteriores, la línea de transmisión sobre la que se van a fabricar los dispositivos es la ESICL. Puesto que se busca que los dispositivos trabajen correctamente para una impedancia común de 50Ω , hay dos impedancias que son interesantes: la antes comentada y la impedancia de $\frac{50}{\sqrt{2}} \Omega$, que será utilizada tanto en el brazo de entrada del divisor, como en los dos brazos horizontales del híbrido. Como las alturas de los sustratos van a ser invariables (para un mismo diseño) y se quiere que tanto la separación vertical como horizontal sea la misma ¹, la impedancia característica se diseñará variando el ratio ancho/altura o lo que es lo mismo, el ancho del activo.

Como se comentará posteriormente, las alturas de los sustratos que fueron usadas en los primeros diseños presentaron problemas con las transiciones a tecnología planar que forman parte del diseño global, de modo que para cada impedancia característica se

¹Esto es así puesto que una estructura con estas características, a parte de maximizar el ancho de banda monomodo, serviría para futuras aplicaciones en las que se requiera uniformidad del campo en el interior, como podría ser el relleno del volumen vacío de la ESICL con materiales anisótropos como el cristal líquido.

tendrán dos diseños distintos: el A (con las alturas problemáticas) y el B (que es el que se llevará finalmente a la práctica).

Por todo lo anterior, y tomando como referencia las figuras 2.6 y 2.7, la tabla 3.1 muestra las dimensiones y datos importantes a la hora de realizar el diseño.

	alturas (μm) diseño A	alturas (μm) diseño B
sustrato capa 2 y 4	508	406
sustrato capa 3	813	508
soldadura (s)	50	
metalizado de serie (ms)	18	
metalizado de metalizadora (mmet)	30	

Tabla 3.1: Alturas de los materiales utilizados en los dos diseños.

Cabe destacar que para que el modelado del software sea fiel a la realidad, se han introducido las alturas correspondientes a la metalización que viene de serie en los sustratos, la metalización posterior (realizada en este proyecto) mediante un proceso de metalización galvánico, así como el grosor de la capa de soldadura que se ha utilizado para unir las distintas capas (ver figura 2.7).

3.2.1. Línea de 50Ω

Esta es la línea básica y será utilizada en los puertos de todos los dispositivos, así como en los dos brazos de salida del divisor y en los dos brazos verticales del híbrido. En la figura 3.1 a) se muestra la sección de esta línea para el diseño B, donde podemos apreciar que el ancho del activo es menor al de la figura 3.1 b) puesto que se trata de un línea de impedancia mayor. En este caso el ratio ancho/altura es de 1.06 para el diseño A y 2.28 para el B (tabla 3.2).

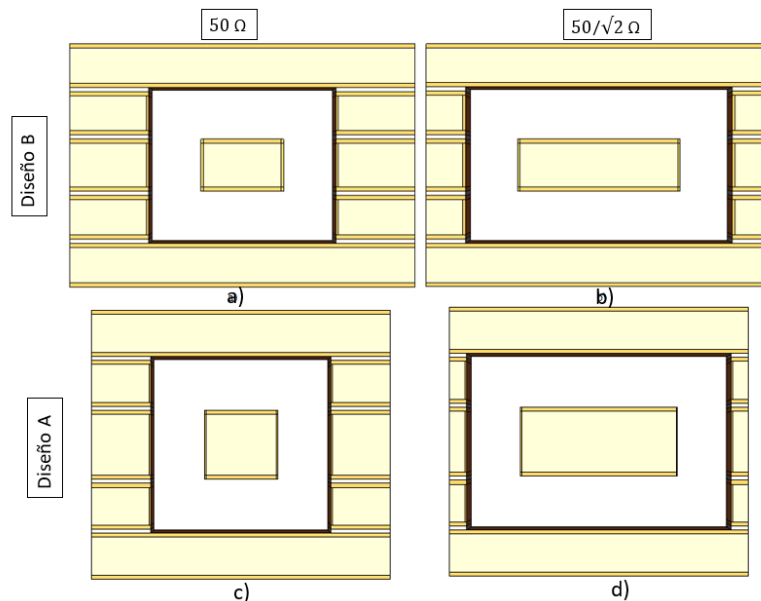


Figura 3.1: Cortes transversales de las distintas líneas ESICL utilizadas en los diseños.

3.2.2. Línea de $50/\sqrt{2} \Omega$

La línea de $50/\sqrt{2} \Omega$, se utilizará en el divisor con una longitud de $\lambda/4$ para adaptar el puerto de entrada y también en el híbrido, formando los dos brazos horizontales del cuerpo central. En la figura 3.1 b) se muestra un corte transversal del diseño B, donde el ratio ancho/altura es 1.59 para el diseño A y 3.12 para el B (tabla 3.2), obviamente mayor que en el caso de la impedancia de 50Ω puesto que esta línea presentará una impedancia baja.

Diseño	A		B	
impedancia	50Ω	$50/\sqrt{2} \Omega$	50Ω	$50/\sqrt{2} \Omega$
h_i	923 μ m		604 μ m	
w_i	982 μ m	2102 μ m	960 μ m	1884 μ m
g	718 μ m		602 μ m	
ratio(w_i/h_i)	1.06	2.28	1.59	3.12

Tabla 3.2: Dimensiones de las distintas líneas.

3.2.3. Estudio del ancho de banda monomodo

Resulta interesante ver cómo el cambio en el dimensionado del activo y la tierra eléctrica, consecuencia de la variación de la altura de los sustratos, cambia el ancho de banda monomodo para una impedancia determinada. Es necesario destacar que no existe un estudio teórico previo de los modos y frecuencias de corte de un coaxial rectangular (que es el caso que nos ocupa), por lo que se ha procedido a un análisis experimental de los mismos. Cabe resaltar que las frecuencias de corte de los modos superiores al TEM en coaxiales circulares son mayores a las de las líneas *stripline*, luego cuanto más se asemeje la geometría de la ESICL a la de un coaxial circular (cuanto más cuadrada sea) y más se aleje de la de una *stripline* (activo muy ancho), mayor será su ancho de banda monomodo. No obstante, existe otro factor a tener en cuenta, que es la relación que existirá entre el ancho del activo y el de la tierra, en otras palabras, el *gap*. Afortunadamente, sí existe una caracterización (figura 3.2) de los modos de un coaxial cuadrado en función de su *gap* [7], y ésta muestra que cuanto mayor sea el *gap* en un coaxial cuadrado, mayor será la frecuencia de corte del modo inmediatamente superior al fundamental. Por todo esto, en el caso de líneas potencialmente rectangulares como la ESICL, se habrá de establecer un compromiso entre los dos factores antes mencionados con el fin del obtener un ancho de banda monomodo óptimo manteniendo una impedancia característica adecuada.

En el caso que nos ocupa, el software CST contiene una herramienta capaz de calcular las frecuencias de corte de los modos superiores y los anchos de banda se pueden observar en la tabla 3.3, donde se ve que las alturas de los sustratos que finalmente se usarán (diseño B) confieren un mayor ancho de banda monomodo.

Impedancia(Ω)	Diseño A	Diseño B
50	47.16	56.12
$50/\sqrt{2}$	35.44	41.03

Tabla 3.3: Anchos de banda monomodo (GHz).

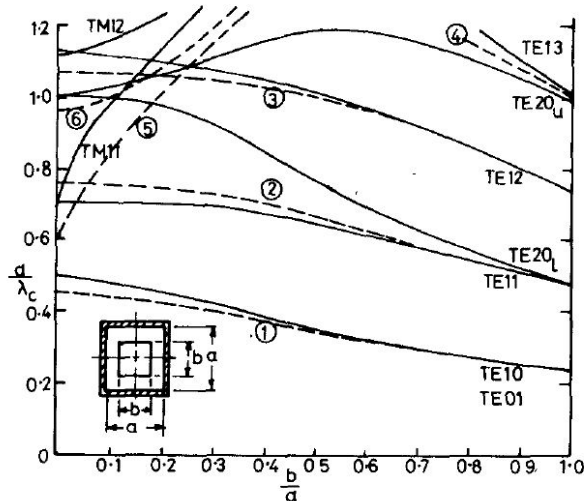


Figura 3.2: Línea continua: modos de un coaxial cuadrado. Línea discontinua: modos de un coaxial circular (Fuente: [7]).

3.3. Divisor de potencia

Para el divisor de potencia se han realizado 3 diseños, uno a 10 GHz y dos a 5 GHz siendo el diseño B a 5 GHz el que finalmente se fabricó.

3.3.1. Aspectos comunes

Antes de comenzar con los distintos diseños del divisor, es necesario comentar una serie de características que son comunes a los diseños, los cuales difieren (en lo que a dimensiones se refiere) en la línea de longitud de $\lambda/4$ que cambiará dependiendo de la frecuencia a la que se diseñe el divisor, así como en las alturas de los sustratos a utilizar. Estos aspectos comunes a los dos diseños son:

Transición entre líneas de distinta impedancia

Puesto que para adaptar el puerto de entrada hay que introducir una línea de longitud $\lambda/4$ e impedancia característica $50/\sqrt{2} \Omega$ entre el puerto de entrada ($Z_o = 50 \Omega$) y la unión con los brazos de salida, de la misma impedancia que el puerto de entrada, ha habido que diseñar una transición entre estas líneas, consistente en una variación lineal del ancho de los conductores activos de modo que la señal sufra la menores reflexiones posibles. Puesto que los anchos de los conductores internos son 0.982 mm y 2.1 mm (Diseño A), se ha optado por una transición de longitud 0.97 mm y, correspondiente a una pendiente de 30° ($\alpha = 30^\circ$), la cual permite la correcta transmisión de la señal entre líneas tal y como se muestra en la figura 3.3, así como en su visión detallada (ver figura 3.4 b)).

Cabe destacar que este aspecto es común únicamente para los diseños que usan sustratos tipo A puesto que para el diseño a 5 GHz, con sustratos del tipo B, las alturas cambian, lo que consecuentemente cambia el ancho del activo, así como la longitud de la transición. En cualquier caso las longitudes de ambas transiciones se diseñan para que tengan una pendiente menor que 30° .

Unión de los puertos de salida

Hemos comentado y calculado los resultados teóricos de una unión en T, pero en la práctica esta unión tan abrupta de los tres brazos (90° entre entrada y salida) genera

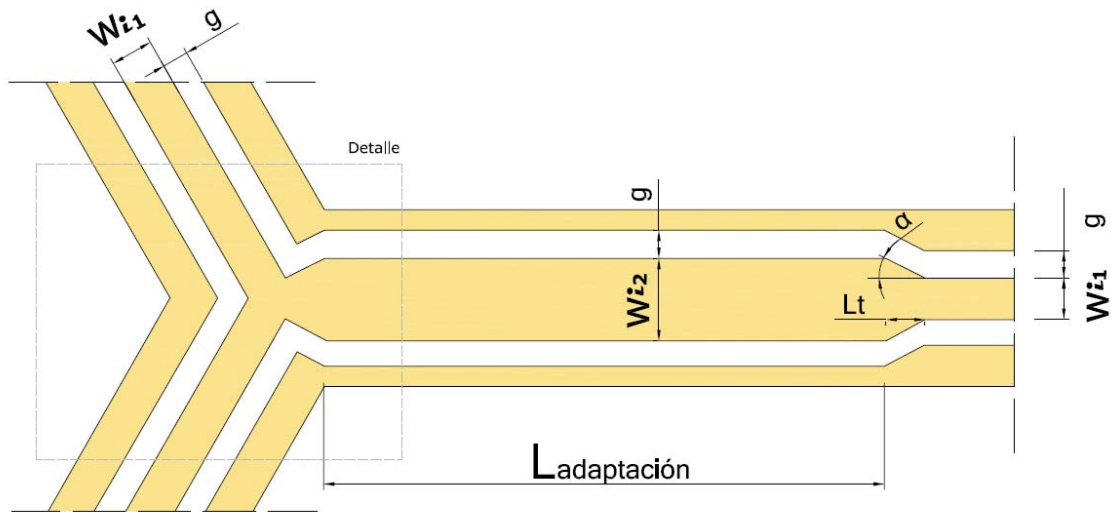


Figura 3.3: Visión en planta del divisor (capa 3) acotado.

problemas de reflexiones indeseadas, por lo que se ha optado por unir los puertos formando un triángulo equilátero de modo que los brazos tengan una separación angular de 120° y adopten visualmente una forma en Y.

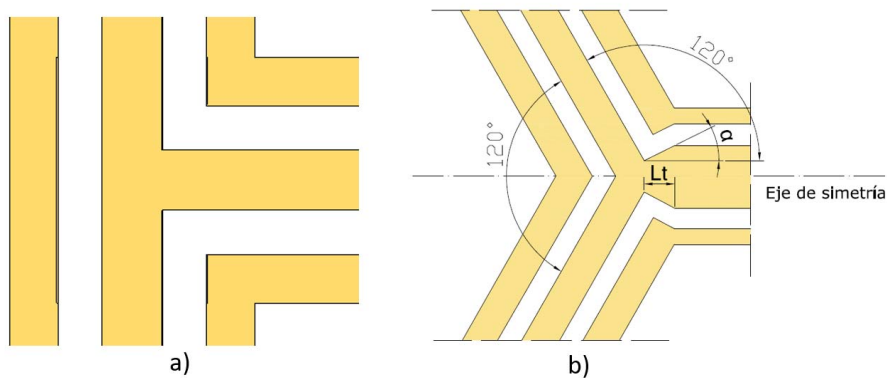


Figura 3.4: a) Unión en T. b) Unión en Y.

En la figura 3.4 se observan los dos diseños de esta unión en Y y en T.

3.3.2. Divisor a 10 GHz

El primer diseño que se llevó a cabo, tanto en el divisor, como en el caso del híbrido, fue el adaptado a una frecuencia de trabajo de 10 GHz. Aunque estos dos diseños no se han llevado a la práctica por limitaciones tecnológicas, consecuencia de las pequeñas dimensiones de los dispositivos resultantes, han sido el punto de partida y han allanado el proceso de optimización de los diseños para la frecuencia de 5 GHz y por eso se mencionan en esta memoria, a parte de que, con tecnologías mejores, su fabricación no supone ningún problema y por ello no pierden su interés.

Según las bases teóricas, la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$ ha de medir $\lambda/4$, que a la frecuencia de 10 GHz, trabajando en el vacío y en el modo TEM, equivale a una longitud de 7.5 mm. Con esta longitud y el uso de las dos líneas antes descritas obtenemos los resultados mostrados en la figura 3.5 ($l_{adaptación} = 5,562$ mm). Se relaciona con éste y no con un valor de 7.5 mm para la línea de adaptación ya que se han considerado, también, las aportaciones a la

longitud de las dos transiciones que miden 0.969 mm cada una.

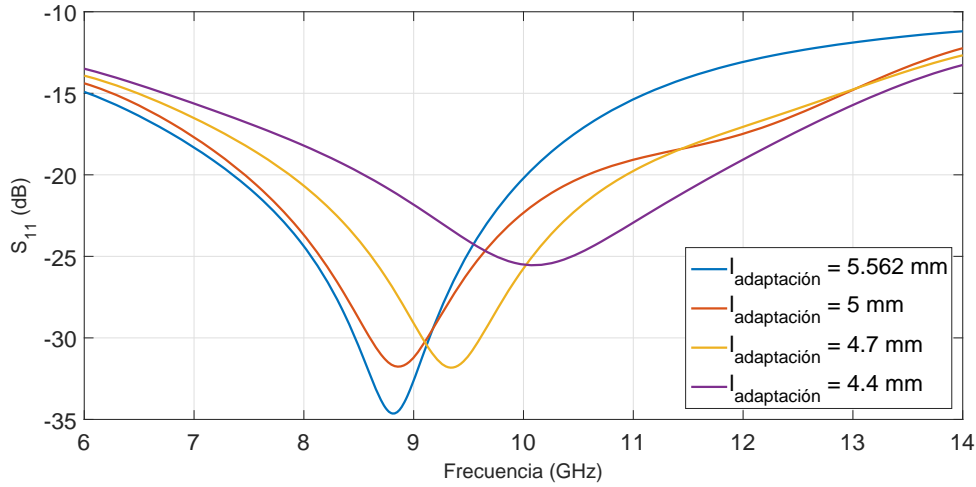


Figura 3.5: Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del divisor a 10 GHz para distintas longitudes de la línea $50/\sqrt{2} \Omega$.

Como se puede observar en la figura 3.5 el mínimo del parámetro S_{11} , que es el que va a guiar el proceso de optimización (pues ha de ser lo más bajo posible), se encuentra muy desplazado a frecuencias bajas (8.8 GHz). Esto indica que con estas dimensiones, el divisor funcionaría de forma óptima para longitudes de onda mayores y que por ello, para desplazar su uso a longitudes de onda menores, se ha de acortar la longitud de la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$.

En la gráfica 3.5 se puede observar como se va desplazando la respuesta en frecuencia conforme varía la longitud de la susodicha línea. Como se puede observar, el dispositivo se optimiza a 10 GHz para una longitud de la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$ de 4.4 mm.

En este momento, la pregunta es obvia, ¿por qué si el modelo teórico nos marca una longitud de 7.5 mm, el resultado es correcto en la práctica para 4.4 mm? La respuesta a esta pregunta es simple, y es que el modelo teórico supone una transición entre líneas de distinta impedancia de forma directa y no gradual como se ha diseñado en un primer momento, luego la longitud de las transiciones y la forma en la que se lleva a cabo es un factor que acaba siendo crucial a la hora de diseñar la línea de impedancia $50/\sqrt{2} \Omega$. Por todo esto, la longitud de transición a transición es de 6.340 mm que sigue siendo menor que 7.5 (un 15% menor); esto es así y tiene sentido observando la carta de Smith ya que para tramos de línea de impedancias mayores añadidos (que es lo que son las transiciones) a la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$, la adaptación se produce para longitudes totales de transición a transición menores que las teóricamente calculadas para transiciones directas entre líneas. Este hecho es un *handicap* añadido a la limitación tecnológica, y definitivamente hace desechar, por el momento, la fabricación de este divisor a 10 GHz.

En la figura 3.6 se observa que el ancho de banda relativo² es de 32.2%.

3.3.3. Divisor a 5 GHz

Como se ha comentado anteriormente, las limitaciones tecnológicas del proceso de fabricación de los dispositivos sobre ESICL a altas frecuencias obligan a rediseñar, en este caso por segunda (diseño A) y tercera vez (diseño B). Aunque las dimensiones del divisor adaptado a 5 GHz son viables para el proceso de fabricación, las alturas de los sustratos usados (iguales para el diseño a 10 GHz y para el diseño A, a 5 GHz) impiden el correcto

²Contando como adaptado a partir de un valor de S_{11} menor que -20 dB.

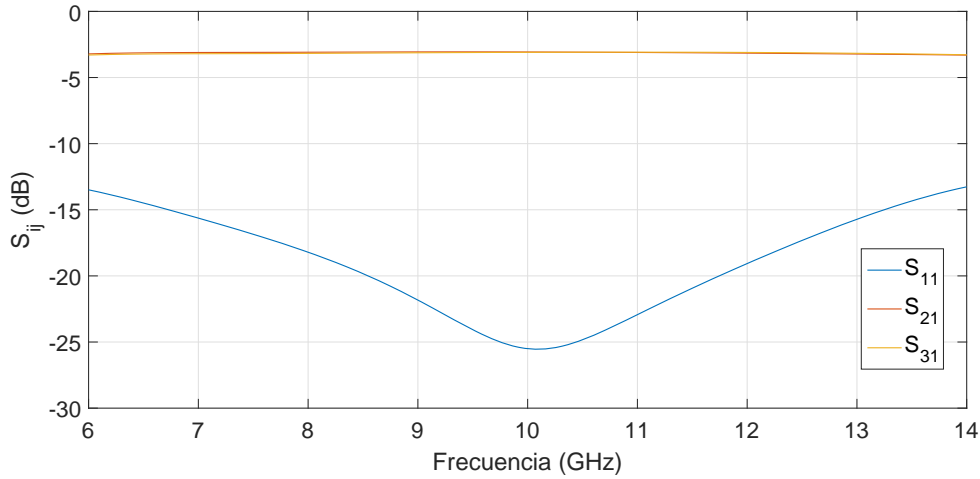


Figura 3.6: Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor a 10 GHz.

acoplamiento del modo fundamental de la línea ESICL a la transición a coplanar debido a la excesiva altura del sustrato donde se implementará el conductor activo (problema que también ocurrirá con el híbrido). Es por esto que tanto en el divisor como en el híbrido, a la frecuencia de 5 GHz, se han llevado a cabo dos diseños. El diseño A, que no se fabricará por las limitaciones en el diseño de la transición, y el diseño B cuyos nuevos sustratos sí permiten un correcto acoplamiento del modo fundamental de la transición a coplanar.

Diseño A

Una vez obtenido el diseño a 10 GHz, la idea es escalarlo para que funcione a longitudes de onda el doble de altas. Para ello, intuitivamente se pensó en alargar la longitud de la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$ al doble de su tamaño (8.8 mm). Los resultados obtenidos para esta longitud son los representados en la gráfica 3.7 para un factor de escalado $k=2$.

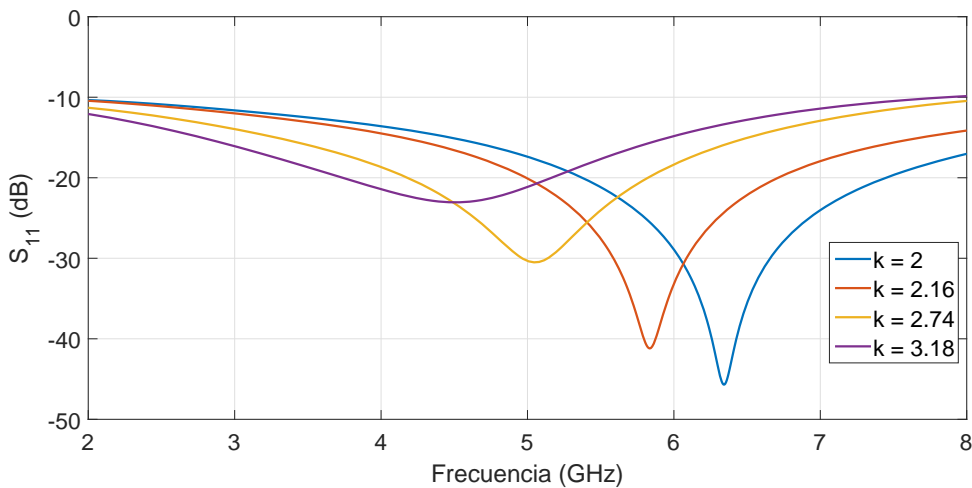


Figura 3.7: Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del divisor (diseño A) a 5 GHz para distintos factores de escalado de la línea $50/\sqrt{2} \Omega$.

Se puede observar que el mínimo del parámetro S_{11} se encuentra en la frecuencia de 6.35 GHz, es decir, la línea de $50/\sqrt{2} \Omega$ aún requeriría una longitud mayor para centrar

la adaptación de su puerto de entrada a la frecuencia de 5 GHz. Como en el caso del divisor a 10 GHz, las transiciones de impedancia media superior a $50/\sqrt{2} \Omega$ hacen diferir la realidad del modelo; en este caso al haber mantenido la longitud de las transiciones entre diseños mientras se aumentaba la longitud de la línea de adaptación, el aporte de las transiciones a la reducción de la longitud necesaria de adaptación es menor puesto que su longitud eléctrica también lo es. Por todo esto, la longitud de la línea $50/\sqrt{2} \Omega$ ha de ser aún mayor. Como se puede observar en la gráfica 3.7, con las distintas simulaciones en las que se ha variado la longitud de la línea, la longitud óptima es 12.1 mm, donde hay que remarcar que se obtiene un ancho de banda relativo del 32.7%.

Cabe destacar que ha sido necesario un factor de escalado de $k=2,74$ con respecto al divisor en 10 GHz, para que se comportara correctamente a 5 GHz.

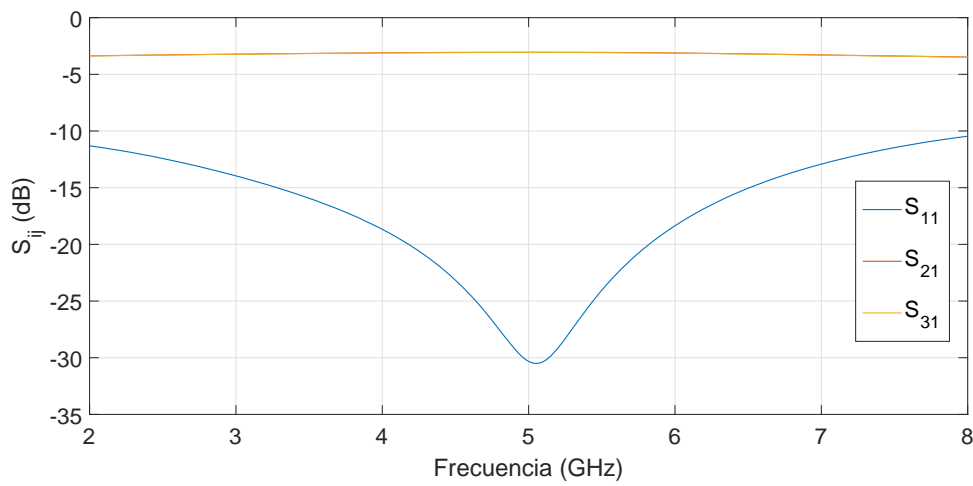


Figura 3.8: Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor (diseño A) a 5 GHz.

Diseño B

Aquí se muestra, finalmente, las respuesta (figura 3.9) y características (tabla 3.4) del diseño que pasará al proceso de fabricación.

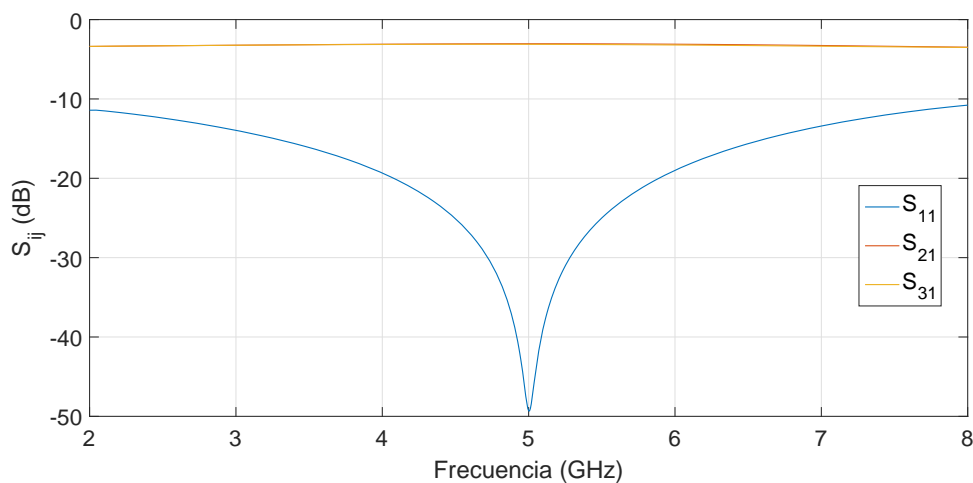


Figura 3.9: Respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos del divisor (diseño B) a 5 GHz.

$$[|S|] = \begin{bmatrix} -49,54 & -3,04 & -3,11 \\ -3,04 & -6,11 & -6,07 \\ -3,11 & -5,07 & -6,11 \end{bmatrix} (dB). \quad (3.1)$$

Parámetro	Medida (mm)
W_{i1}	0.96 (50 Ω)
W_{i2}	1.88 (50/ $\sqrt{2}$ Ω)
g	0.6
α	27°
$L_{adaptacion}$	12.57
L_t	0.925

Tabla 3.4: Dimensiones del divisor a 5 GHz (Diseño B).

Como puede observarse en la figura 3.9 , el ancho de banda relativo es del 36.1 %, algo mayor que en el diseño A. Por otra parte, se observa que la división de potencia en los brazos 2 y 3 (parámetros S_{21} y S_{31}) es de -3 dB y que el parámetro S_{11} , que representa el coeficiente de reflexión por el puerto de entrada, que idealmente es de $-\infty$ dB, adopta un valor de -49 dB.

3.4. Híbrido de 90°

Sin duda alguna, éste ha sido el diseño en el que más esfuerzo se ha puesto. No ya solo por el trabajo de modelado, que supera en complejidad al del divisor de potencia, sino por la dificultad del proceso de optimización en un programa con simulaciones tan costosas como es el software utilizado, debido a las distintas posibilidades y caminos que un dispositivo como este presenta a la hora de buscar un resultado óptimo.

Del mismo modo que con el divisor en Y, primero se explicará cómo se diseñó el híbrido para frecuencias de 10 GHz, y posteriormente se hará lo mismo con el diseño a 5 GHz, desglosando este último en los dos subdiseños A y B con los sustratos problemáticos y los finalmente utilizados para fabricar respectivamente.

3.4.1. Aspectos comunes

Cabe destacar que hay ciertos aspectos de estos dos diseños que son comunes y que por ello merecen una mención a modo de introducción:

Dependencia de la longitud de las transiciones

Es de destacar en el diseño tipo *Branch-Line* de nuestro híbrido el hecho de que, en las cuatro transiciones que hay, la longitud de estas viene marcada por la mitad del ancho del conductor interno de la línea de impedancia $Z_o = 50 \Omega$ de tal modo que la longitud de la transición en el eje que va de puerto a puerto es la mitad del ancho de los conductores internos de los brazos verticales. En la figura 2.5, así como en la figura 3.11, se puede ver esto fácilmente.

Simetría entre brazos

Se ha querido guardar la simetría entre brazos en lo que a impedancias se refiere. De este modo, en el proceso de optimización y a la hora de variar impedancias, éstas se han ido modificando de forma que los dos brazos verticales siempre tuvieran la misma impedancia ($Z_{oV}, ratio_V$) y del mismo modo se hizo con los dos brazos horizontales ($Z_{oH}, ratio_H$).

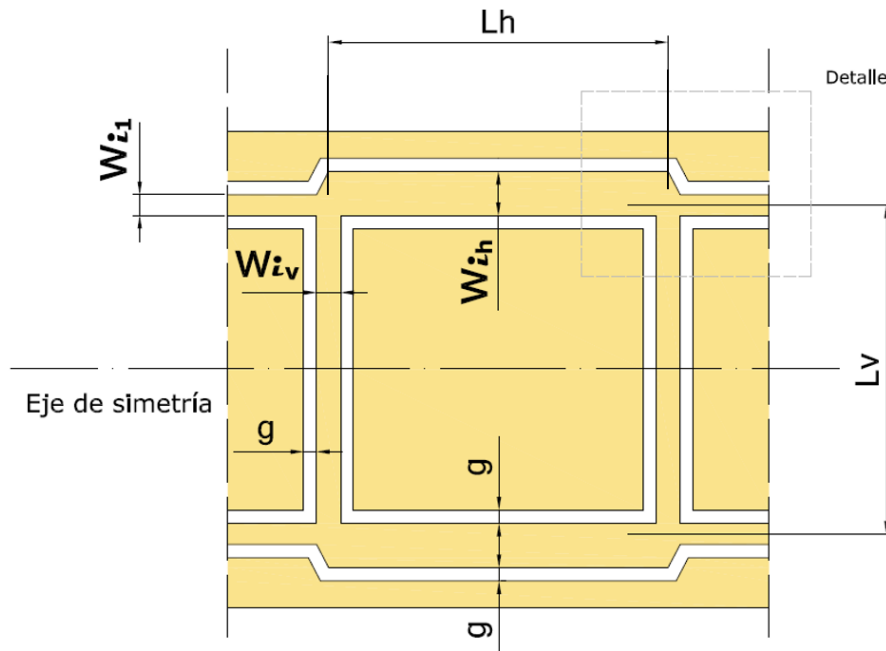


Figura 3.10: Visión en planta del híbrido acotado.

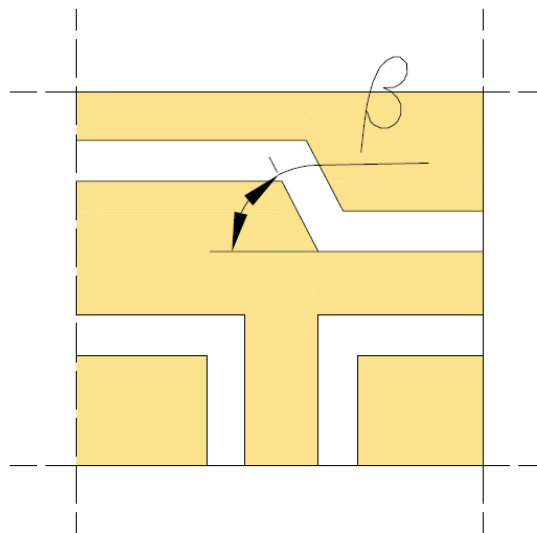


Figura 3.11: Visión en planta del detalle de la unión de brazos del híbrido.

3.4.2. Híbrido de 90° a 10 GHz

El primer diseño de este dispositivo fue dimensionado con el fin de que la longitud de todos los brazos fuera $\lambda/4$. Puesto que todas las líneas son reales y sus conductores activos tienen anchos considerables, surge la dificultad de delimitar esta distancia de la forma correcta ya que como se ha comentado antes, el ancho del activo modifica la longitud de las transiciones que a su vez varían la longitud de los brazos. Puesto que de entrada hay dos posibles soluciones (figura 3.13): tomar una longitud de $\lambda/4$ desde el centro de los conductores (diseño 1) o tomar esta longitud en el borde interior que marcan las tierras eléctricas (diseño 2), el procedimiento fue el de realizar los dos diseños:

- **Diseño 1:** en este caso los resultados son los que se muestran en la figura 3.12. Como se puede observar la frecuencia para la cual se encuentra acoplado el puerto 1 (S_{11}

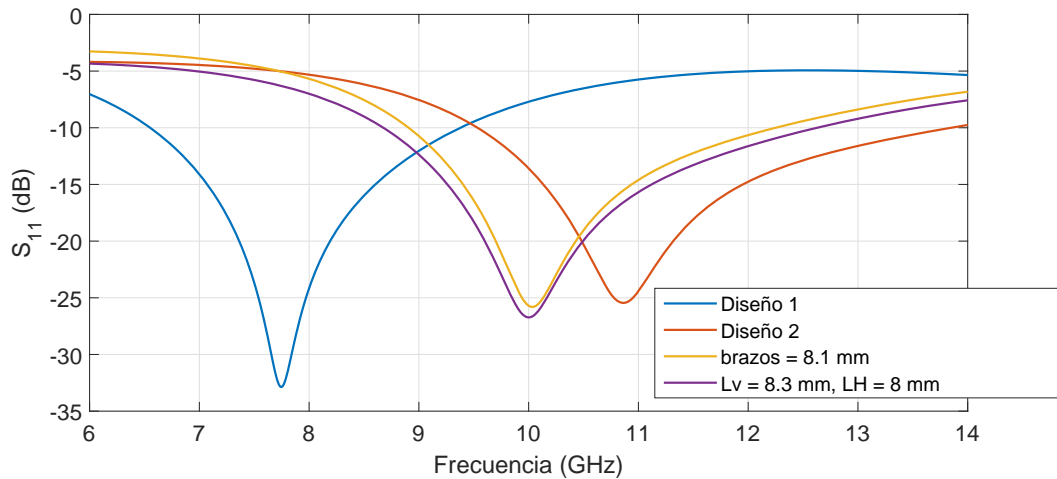


Figura 3.12: Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del híbrido a 10 GHz para distintas longitudes de los brazos.

presenta un mínimo) es 10,85 GHz lo que indica que las dimensiones de los brazos son demasiado pequeñas (ver figura 3.13 a)).

- **Diseño 2:** este diseño aumenta las dimensiones de los brazos (como es fácil observar en la figura 3.13 b)), así que compensaría el desplazamiento en frecuencia de la respuesta del diseño 1; no obstante lo hace de una forma excesiva como se observa en la figura 3.12 situando el mínimo de S_{11} en 7.75 GHz.

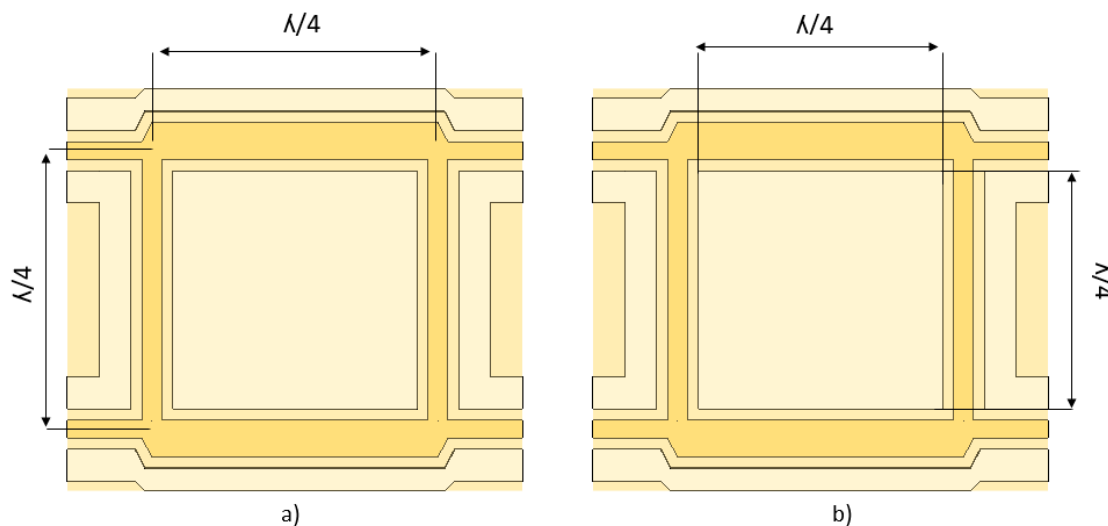


Figura 3.13: a) Diseño 1. b) Diseño 2.

Todo esto hace que se plantee la necesidad de una solución intermedia, además cabe destacar que en los dos diseños anteriores, el corte de los parámetros S_{31} y S_{41} que debería ocurrir con un valor de -3 dB y situarse a 10 GHz se encuentra desplazado hacia frecuencias menores independientemente del diseño que realicemos. Esto nos indica que la solución a este problema no estará en el óptimo dimensionado de las longitudes de los brazos sino de las impedancias características de los mismos. A continuación se presenta el estudio realizado para la resolución de este problema.

Cabe destacar que, a partir de ahora, todas las medidas estarán referidas a la forma de medir de la figura 3.13, diseño 1. Después de realizar un análisis en función de las dimensiones de los brazos, se llega a la conclusión de que la adaptación se consigue para longitudes de 8.1 mm en los cuatro brazos con unas pérdidas de retorno de -25,8 dB. No obstante, en los resultados de las distintas simulaciones se observa que el resultado es mejor para aquellos diseños en los que la longitud de los brazos verticales (L_V) es ligeramente superior a la de los brazos horizontales (L_H) siendo el resultado óptimo para longitudes de 8.3 y 8 mm respectivamente con unas pérdidas de retorno de -27 dB.

Por todo esto, estas longitudes se quedarán fijadas y, partiendo de este punto, se tratará de hacer coincidir los parámetros S_{31} y S_{41} para una correcta división de la potencia, siempre teniendo en cuenta que habrán de estar desfasados 90° . Como se ha comentado anteriormente, para guardar la simetría, los brazos paralelos tendrán la misma impedancia característica, esto es, el mismo ancho de conductor interno, o lo que es equivalente, el mismo ratio ancho/alto ³. Con los ratios originales ($ratio_V = 1,07$ (50Ω) y $ratio_H = 2,28$ ($50/\sqrt{2} \Omega$)) se obtiene el punto de cruce (división a -3dB) en 9,6 GHz (figura 3.14 prueba a). Mediante la herramienta de variación de parámetros de CST se realizan distintas simulaciones para distintos valores de los ratios con el fin de sacar patrones en las respuestas que guíen el proceso de optimización.

Con los resultados obtenidos, se extraen las siguientes conclusiones:

- Disminución de ambos ratios: con este cambio el corte de S_{31} y S_{41} se desplaza a frecuencias menores y el parámetro S_{11} mejora.
- $\downarrow ratio_V, \uparrow ratio_H$: en este caso el corte se desplaza aún más a frecuencias menores, así como el mínimo de S_{11} , el cual empeora ligeramente.
- $\uparrow ratio_V, \downarrow ratio_H$: el corte se desplaza a frecuencias mayores (aunque demasiado) y el mínimo del parámetro S_{11} se desplaza también a frecuencias mayores aunque manteniendo el valor.
- Aumento de ambos ratios: el corte con -3 dB de S_{31} y S_{41} se desplaza a frecuencias mayores y el mínimo de S_{11} se mantiene en frecuencia aunque empeorando ligeramente.

Observando los distintos patrones que sigue la respuesta en frecuencia del híbrido en función de la variación de las impedancias características, se llega a la conclusión de que el desplazamiento en frecuencia viene controlado por Z_{oV} , y que conforme ésta disminuye (y el ratio aumenta) el corte de S_{31} y S_{41} con -3 dB se desplaza a frecuencias mayores. Por otra parte, cuando se aumenta $ratio_V$ hay que tener muy en cuenta la variación de $ratio_H$, pues este marcará cuantitativamente el desplazamiento en frecuencia hacia frecuencias mayores del corte con -3 dB. Puesto que cuando se disminuye el ratio de los brazos horizontales, el corte y el mínimo de S_{11} se desplaza excesivamente, se optará por un aumento de ambos ratios (disminución de la impedancia característica de todos los brazos) que se acerca más a la respuesta buscada. Cabe destacar que el aumento de ambos ratios empeora la adaptación del puerto de entrada (pues entre otras cosas varía ligeramente la longitud de las transiciones) pero es una consecuencia que se ha de asumir con el fin de encontrar un compromiso entre la correcta división de potencia y la adaptación de la entrada.

En la figura 3.14 puede observarse como varía el punto de corte a -3 dB de los parámetros S_{31} y S_{41} en función de los distintos ratios de las líneas que forman los brazos del híbrido. Se puede observar como la respuesta óptima se consigue para $ratio_V = 1,36$ y $ratio_H = 2,44$ (prueba b) que equivalen a impedancias características de 45.34Ω y 34

³Se utiliza este parámetro para mayor simplicidad pues es en función del cual se han parametrizado las líneas.

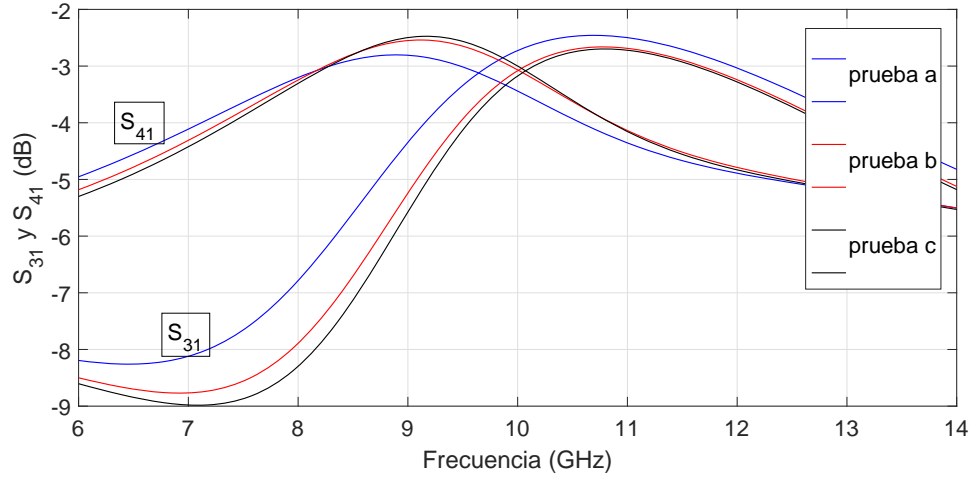


Figura 3.14: División de la potencia a la salida del híbrido a 10 GHz para distintas impedancias características de los brazos.

Ω en contraste a las de 50Ω y $50\sqrt{2} \Omega$ del modelo ideal. La prueba c se llevó a cabo con $ratio_V = 1,4$ y $ratio_H = 2,54$ y puede observarse como el corte está desplazado a frecuencias mayores.

Finalmente, la respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos se muestra en la figura 3.15. Como se puede observar hay una correcta división de la potencia por los puertos de salida, así como unas pérdidas de reflexión y un aislamiento del puerto 2 de -26.3 y -26.4 dB respectivamente, que junto con el desfase de 90° (figura 3.16) que encontramos en las señales de los puertos de salida dan la respuesta buscada. Este diseño posee un ancho de banda relativo del 8.2 %, un acoplo de 3.06 dB del puerto directo, así como una directividad de 23.34 dB.

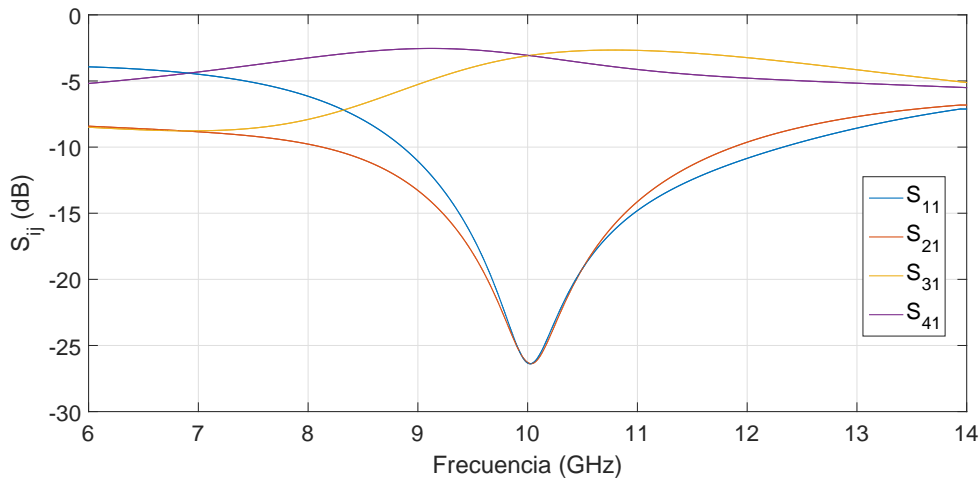


Figura 3.15: Parámetros de dispersión más significativos del híbrido a 10 GHz.

3.4.3. Híbrido de 90° a 5 GHz

Del mismo modo que para el divisor, se presentan los dos diseños a esta frecuencia: el correspondiente a los sustratos de alturas problemáticas (diseño A) y el que finalmente se llevó a la práctica (diseño B).

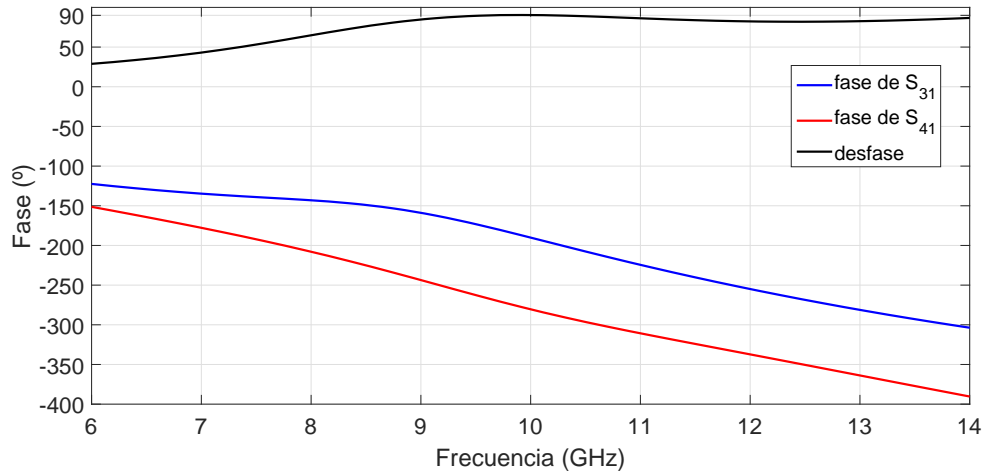


Figura 3.16: Fase de los parámetros de dispersión S_{31} y S_{41} del híbrido a 10 GHz.

Diseño A

Tal y como se llevó a cabo, en el divisor en Y, una vez diseñado el híbrido para 10 GHz, se procede a escalarlo para que funcione a 5 GHz. En primer lugar se tratará de conseguir el mejor nivel de acoplamiento del puerto de entrada, es decir, se minimiza el parámetro S_{11} para 5 GHz. En la figura 3.17 se puede observar como varía y se desplaza este valor para distintas longitudes de los brazos.

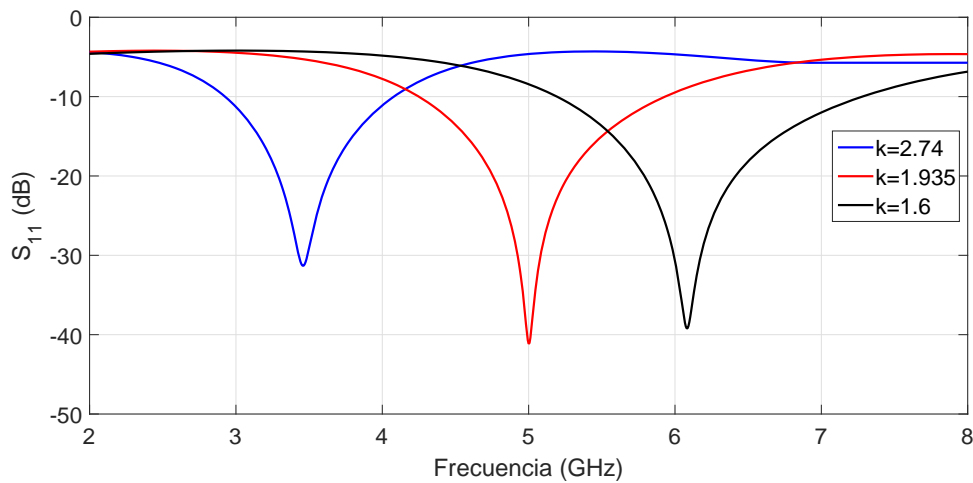


Figura 3.17: Desplazamiento en frecuencia de la adaptación del puerto de entrada del híbrido a 5 GHz (diseño A) para distintos factores de escalado.

Para interpretar los resultados, resulta importante realizar unas aclaraciones acerca de cómo se escogen los distintos valores que han dado lugar a los mismos (figura 3.17). Puesto que a la hora de escalar el divisor resultó que el factor de escalado óptimo de las dimensiones de la línea de adaptación fue $k = 2,74$ (con respecto a los valores óptimos del divisor a 10 GHz), se probó primeramente con este valor, lo que para $L_V = 22,74$ mm y $L_H = 21,92$ mm ($k = 2,74$) colocó, como se puede observar, la adaptación del puerto de entrada en 3,5 GHz, luego las longitudes eran demasiado grandes. De modo que como se puede observar, la adaptación del puerto de entrada se produce para un factor de escalado $k = 1,935$ donde se obtiene a 5 GHz un valor de $S_{11} = -41,16$ dB con $L_V = 16,06$ mm y $L_H = 15,58$ mm.

Merece la pena resaltar que para el híbrido, el factor de escalado es mucho más estable que para el divisor. Esto puede deberse, entre otras cosas, a la estructura cuadrangular que forma el híbrido, que paliaría el efecto que las transiciones tienen a la hora de modificar la frecuencia de trabajo de los dispositivos cuando se mantienen, estas transiciones, invariantes. Una vez adaptado el puerto de entrada se procede a centrar el punto de corte de los parámetros S_{31} y S_{41} con -3 dB a la frecuencia de 5 GHz. El proceso de optimización se llevará a cabo variando, como en el caso de 10 GHz, las impedancias características de los brazos.

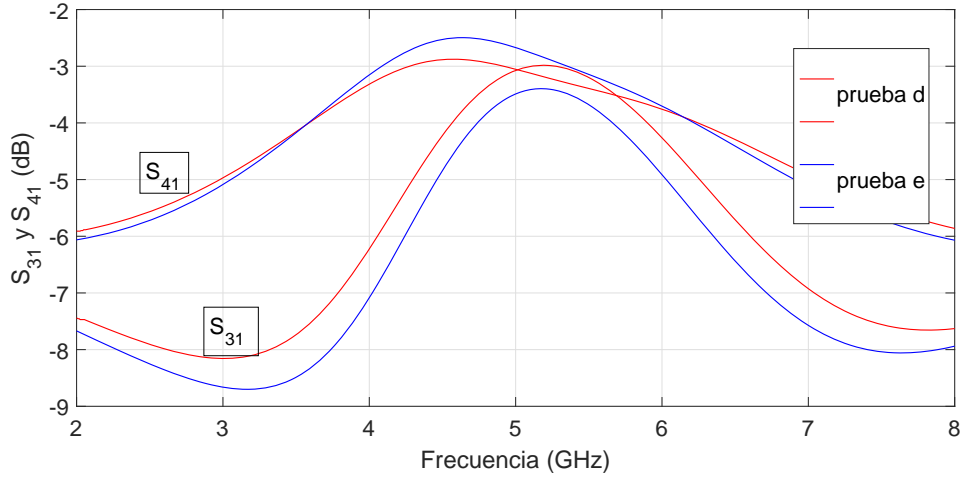


Figura 3.18: División de la potencia a la salida del híbrido a 5 GHz (diseño A) para distintas impedancias características de los brazos.

Puesto que la dimensión más dependiente de la frecuencia es la longitud de los brazos, no resulta descabellado pensar que el punto de corte de los parámetros S_{31} y S_{41} con -3 dB se pueda centrar a 5 GHz utilizando las mismas impedancias características que funcionaron para el diseño a 10 GHz. No obstante, este no es el caso y para $Z_{oH} = 34 \Omega$ y $Z_{oV} = 45,34 \Omega$ (figura 3.18, prueba e) el punto de corte ni siquiera existe y, aun así, la frecuencia para la cual los parámetros S_{31} y S_{41} se acercan más es 5.38 GHz. Como se puede observar en la prueba d, para $Z_{oH} = 50/\sqrt{2} \Omega$ y $Z_{oV} = 50 \Omega$, que corresponden a las impedancias características que el modelo teórico dicta, sí que se obtiene una equitativa división de la potencia a 5 GHz.

En la figura 3.19 se muestra la respuesta en frecuencia de los parámetros de dispersión más significativos de este diseño. Este diseño presenta, a 5 GHz, un acoplo de -3.09 dB, un aislamiento del puerto 2 de -36.22 dB, así como una directividad y un ancho de banda relativo de 33.13 dB y 10.32% respectivamente.

Diseño B

Partiendo de las consideraciones de diseño del diseño A, se obtienen las siguientes dimensiones óptimas (tabla 3.5) para las alturas de sustratos específicas del diseño B.

$$[|S|] = \begin{bmatrix} -30,78 & -33,50 & -3,07 & -3,06 \\ -33,50 & -31,48 & -3,06 & -3,07 \\ -3,07 & -3,06 & -31,01 & -32,82 \\ -3,06 & -3,07 & -32,82 & -32,27 \end{bmatrix} (dB). \quad (3.2)$$

Se observa, en la figura 3.20, la correcta división de potencia por los puertos de salida, así como un acoplo de -3.07 dB y un aislamiento del puerto 2 de -33.5 dB. Por otra parte

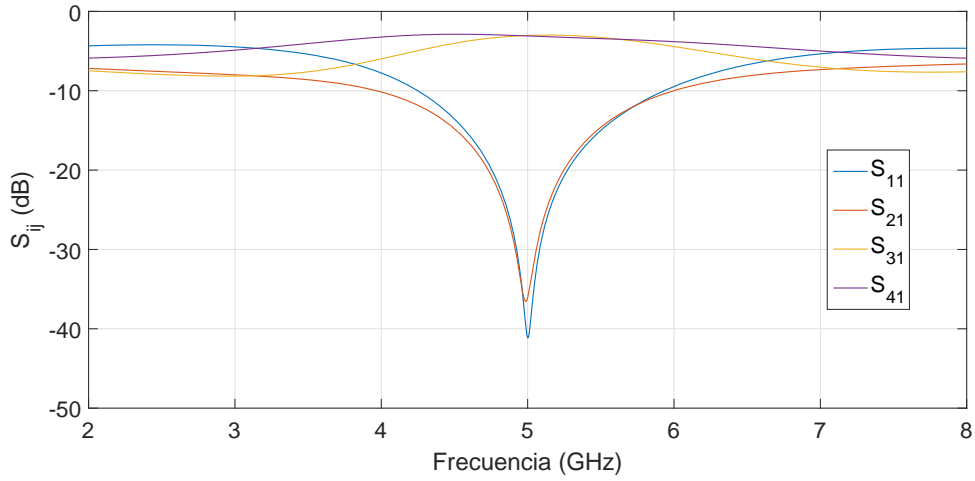


Figura 3.19: Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz (diseño A).

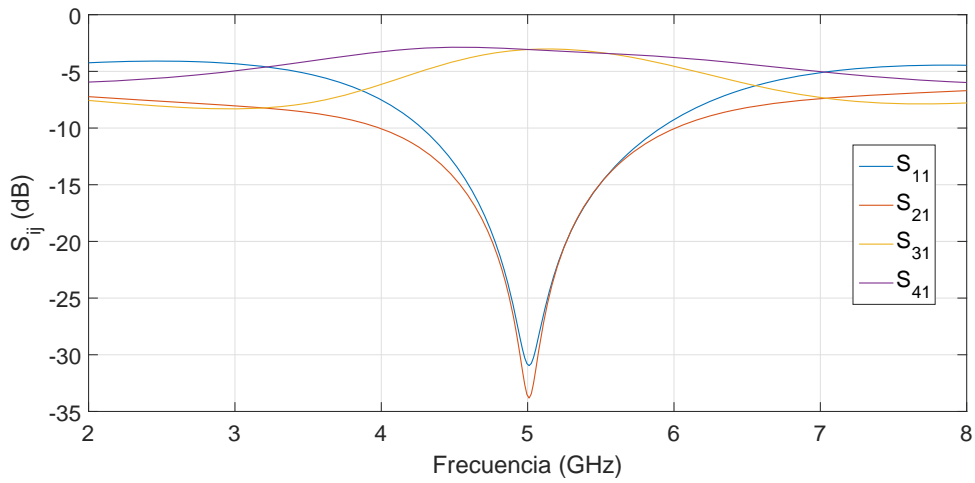


Figura 3.20: Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz (diseño B).

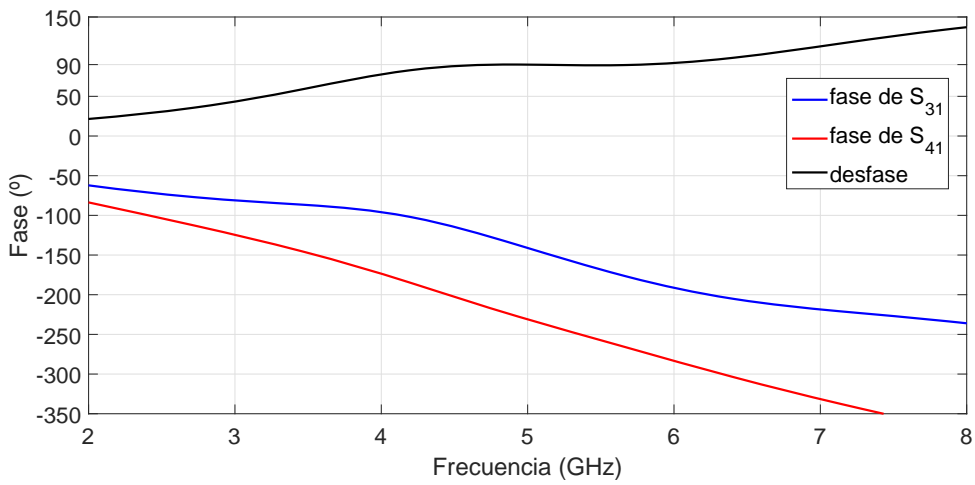


Figura 3.21: Fase de los parámetros de dispersión S_{31} y S_{41} del híbrido a 5 GHz (diseño B).

Parámetro	Medida (mm)
W_{iv}	1.05 (48.26 Ω)
W_{ih}	1.98 (34 Ω)
W_{i1}	0.96 (50 Ω)
g	0.6
β	62°
L_H	15.36
L_v	15.94

Tabla 3.5: Dimensiones del híbrido a 5 GHz (diseño B).

parte se han conseguido unas pérdidas por reflexión de puerto 1 de -30.8 dB, así como una directividad de 30.4 dB y un ancho de banda relativo del 10%. Por otra parte el desfase entre los puertos de salida es de 90° como se observa en la figura 3.21.

3.5. Diseño final para fabricación

En esta sección se muestran los diseños finales del híbrido y el divisor (diseño B en ambos) incluyendo la transición y los dos tipos de coplanar, así como la respuesta final de los dispositivos cuando se añade la transición y las coplanares a la entrada de los puertos. Cabe destacar que el diseño de la transición se ha realizado en un trabajo complementario del Grupo de Aplicaciones de Microondas

3.5.1. Coplanar-Coplanar tapada-Transición-ESICL

A continuación se muestran las distintas visiones en planta de todas las caras de las capas que conforman el conjunto de la transición.

W_{vias1}	2.34 mm
W_{vias2}	3.24 mm
W_{vias3}	2.63 mm
W_{tr}	1.57 mm
a_c	0.84 mm
b_c	1.34 mm
a_{ct}	0.57 mm
b_{ct}	1.34 mm
b_{tr}	1.43 mm
a_{tr}	0.97 mm
W_o	2.224 mm
W_i	0.96 mm (50 Ω)
W_{ct}	2.34 mm

Tabla 3.6: Dimensiones del conjunto que conforma la transición.

Cabe destacar que para el caso de la capa 2 no hay distinción en lo que respecta a las dos caras de la PCB y, por eso, únicamente se observa una visión (figura 3.22). Por otra parte, para la capa 4 se tiene una situación que difiere un poco de la anterior puesto que esta capa conforma la cubierta superior de la coplanar tapada. Es por esto que la cara *bottom* (figura 3.24) presenta un borrado completo de modo que no se cortocircuiten el activo y la tierra; la cara *top* es igual que las caras de la capa 2. Por último, en la figura 3.23, se observa la visión en planta de las dos caras de la PCB que conforma la capa 3

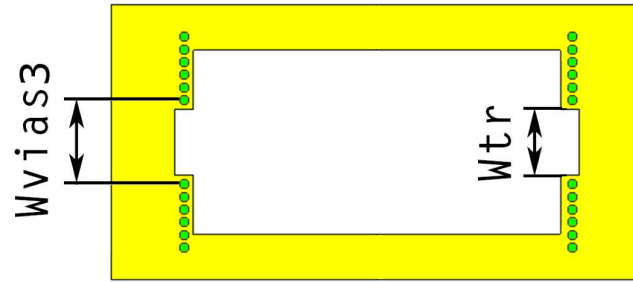


Figura 3.22: Visión en planta de la capa 2 del conjunto de la transición (Fuente: [4]).

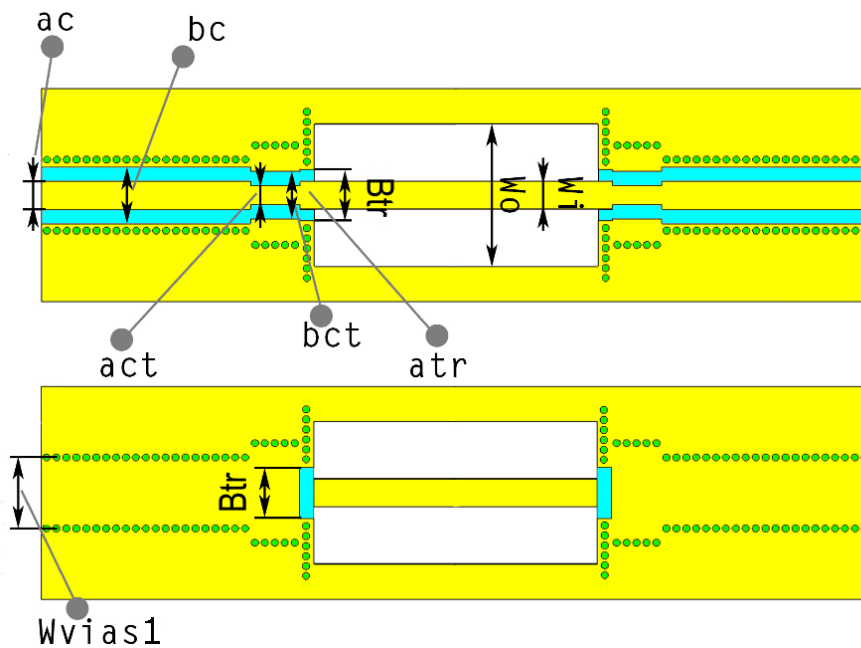


Figura 3.23: Visión en planta de la capa 3 del conjunto de la transición. Arriba: *top*. Abajo: *bottom*. Fuente: [4].

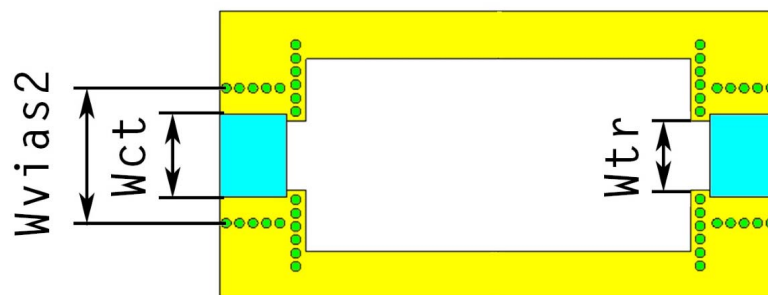


Figura 3.24: Visión en planta de la capa 4 (*bottom*) del conjunto de la transición (Fuente: [4]).

donde es necesario resaltar que el diámetro de las vías y la separación entre sus centros es de 0.5 mm y 0.7 mm respectivamente.

Es de destacar que a la hora de acotar, los subíndices c, ct y tr corresponden a coplanar, coplanar tapada y transición respectivamente.

3.5.2. Divisor

Como se puede observar en la figura 3.26, al añadir las transiciones y las dos coplanares en todos los puertos, el perfil del parámetro S_{11} se vuelve más abrupto. No obstante, este cambio es algo secundario y el comportamiento del divisor sigue siendo óptimo.

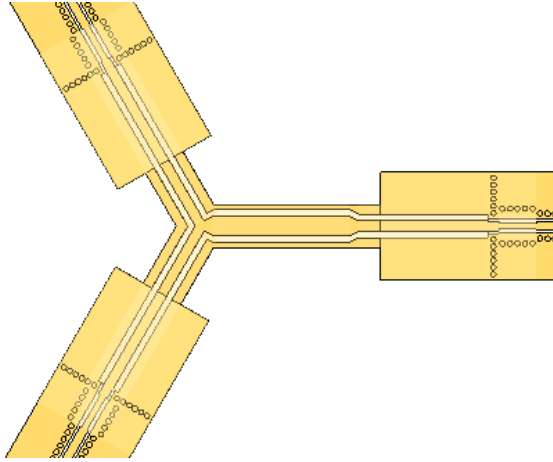


Figura 3.25: Visión en planta de la capa 3 del diseño completo del divisor que se fabricará.

Parámetro	Medida (mm)
W_{i1}	0.96 (50Ω)
W_{i2}	1.88 ($50/\sqrt{2} \Omega$)
g	0.6
α	27°
$L_{adaptacion}$	12.57
L_t	0.925
sustrato capa 2 y 4	0.406
sustrato capa 3	0.508
s	0.05
ms	0.018
mmet	0.03

Tabla 3.7: Dimensiones del divisor a 5 GHz que se fabricará.

3.5.3. Híbrido

En este caso, como se puede observar en la figura 3.28, las curvas de los parámetros de dispersión no ven variado su perfil en cuanto a irregularidad. No obstante, las pérdidas introducidas por los nuevos elementos, hacen que aumente tanto el nivel de acoplo del puerto 1 como el aislamiento del puerto 2.

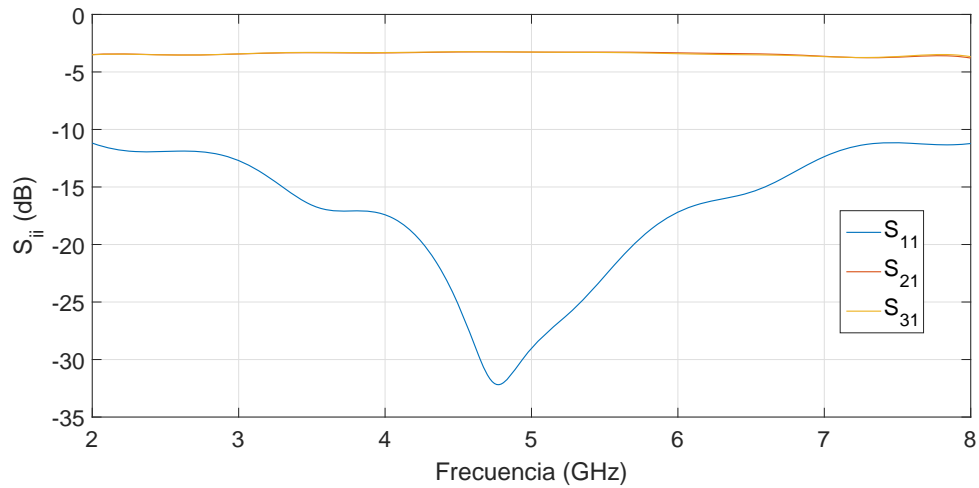


Figura 3.26: Parámetros de dispersión más importantes del divisor a 5 GHz con transiciones.

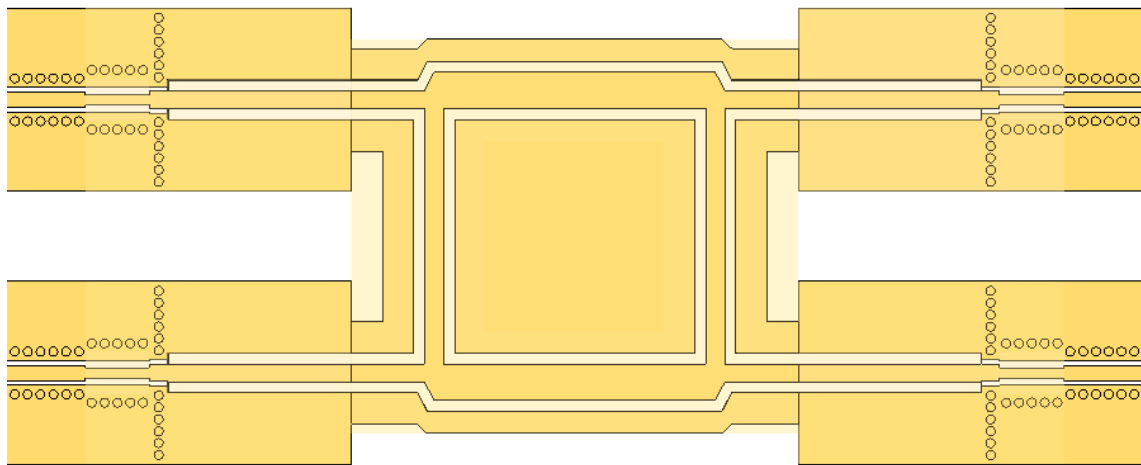


Figura 3.27: Visión en planta de la capa 3 del diseño completo del híbrido de 90° que se fabricará.

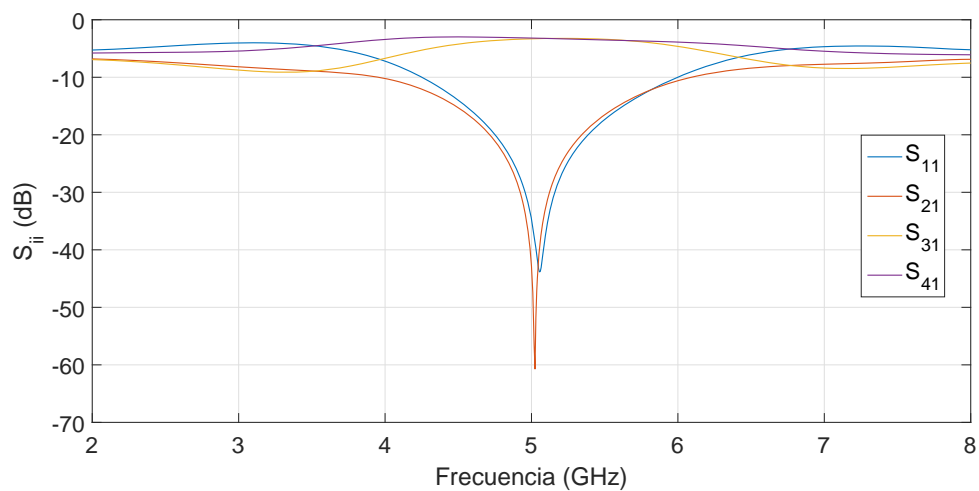


Figura 3.28: Parámetros de dispersión más importantes del híbrido a 5 GHz con transiciones.

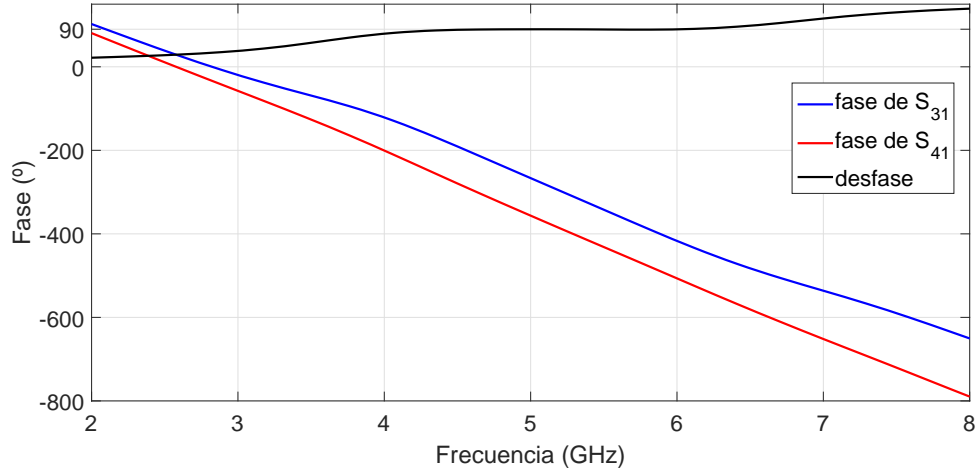


Figura 3.29: Fase de los parámetros S_{31} y S_{41} del híbrido con transiciones.

Parámetro	Medida (mm)
W_{iv}	1.05 (48.26 Ω)
W_{ih}	1.98 (34 Ω)
W_{i1}	0.96 (50 Ω)
g	0.6
β	62°
L_H	15.36
L_v	15.94
sustrato capa 2 y 4	0.406
sustrato capa 3	0.508
s	0.05
ms	0.018
$mmet$	0.03

Tabla 3.8: Dimensiones del híbrido a 5 GHz que se fabricará.

Capítulo 4

Fabricación

Sin duda alguna, la etapa del proyecto de mayor importancia, la que realmente permite alcanzar el objetivo principal, la obtención de un dispositivo real de fabricación propia. Mediante la fabricación se pasará de una visión puramente virtual a la implementación real sobre líneas ESICL, a la que tanto tiempo de estudio y diseño previo se ha dedicado.

Además, con el dispositivo fabricado se podrá medir la respuesta en frecuencia del mismo, demostrando la viabilidad y precisión del diseño realizado.

4.1. Materiales

Los sustratos utilizados son de dos tipos. El primer tipo, de peor calidad y mayor resistencia y por ello utilizado en las capas 1 y 5 a modo de tapa, es el FR4 con 1.5 mm de altura y 70 μm de metalizado. El segundo de los sustratos utilizados es el RO4003C, el cual presenta una permitividad eléctrica relativa de 3.38 y del cual se tienen dos alturas de sustrato: 508 μm para la capa 3 y 406 μm para las capas 2 y 4; ambos sustratos con una capa de 18 μm de cobre en ambas caras. También se utilizará pasta de soldadura de estaño, plata y plomo de la marca *Chip Quick* para el montaje de las diferentes capas y tornillos de sujeción.

4.2. Tecnologías de fabricación

Para lograr plasmar correctamente y con la mayor exactitud posible todo lo diseñado se ha utilizado un conjunto de herramientas que permiten trabajar sobre las PCBs de forma precisa y efectuar los procesos de corte, borrado, agujereado, metalizado y soldado oportunos. Particularmente, las herramientas mediante las que se han llevado a cabo estos procesos han sido: una fresadora láser LPKF ProtoLaser U3, una fresadora LPKF ProtoMat S103, una metalizadora MiniContact RS de LPKF y un equipo de soldadura, así como un horno LPKF ProtoFlow S¹.

4.2.1. Fresadora mecánica

En general, una fresadora mecánica esta compuesta por un cabezal con capacidad de rotación donde se situá una broca, así como una base (en este caso con sujeción por aspiración de aire) donde se sujeta el material que, mediante la fricción provocada por el giro de la broca, verá eliminada parte o la totalidad de sus capas en una zona determinada según sea el caso.

¹El proceso de soldado se realizará después de la defensa del proyecto puesto que los dispositivos presentan un comportamiento correcto con una unión basada únicamente en tornillos.

En particular, la fresadora LPKF ProtoMat S103 [13] está configurada específicamente para aplicaciones de RF y microondas y provee una precisión relativamente buena a la hora de tratar PCBs con una resolución de $0.5 \mu\text{m}$ y una velocidad de giro de 100.000 rpm.

El conjunto de operaciones que la fresadora va a llevar a cabo es el siguiente:

- **Corte:** eliminación completa del material (cobre + sustrato + cobre) de la PCB. El diámetro de la fresa, así como la profundidad de penetración, son mayores por lo que la fresadora llevará a cabo este proceso para cortes que requieran menor precisión como pueden ser los cortes que formarán el contorno exterior de los dispositivos a fabricar. Esta operación requerirá de un movimiento en todas las dimensiones espaciales.
- **Borrado:** eliminación parcial del material de la PCB. En nuestro caso únicamente se eliminarán las capas de cobre de las PCBs con fines de desmetalizado de superficies en las zonas dedicadas a la transición ESICL a coplanar. Puesto que serán operaciones que requieran una mayor precisión (superficies pequeñas) y una profundidad de penetración reducida, las fresas a utilizar habrán de presentar una mayor resistencia, pudiendo ser de perfil cilíndrico (utilizadas para el corte) o cónico.
- **Agujereado:** eliminación completa del material en la zona a fresar con el fin de crear vías en la placa. Una vez situada la broca en el lugar adecuado, este proceso constará únicamente de un movimiento en el eje z. Como en el caso del corte, la profundidad de penetración es mayor así que se requerirán brocas de mayor diámetro y en forma de espiral. Esta operación es muy versátil y va a ser utilizada con distintos fines:
 - **Vías no metalizadas:** permitirá hacer los agujeros destinados a la sujeción de los conectores, los agujeros de sujeción entre capas y los fiduciales (marcas que la fresadora utiliza para posicionarse).
 - **Vías metalizadas:** de esta forma se iguala el potencial entre capas de cobre de las PCBs y se permite, si la separación entre vías es suficientemente pequeña en cuanto a longitud eléctrica, la implementación de paredes eléctricas al poner muchas vías seguidas. Éste será el fin de las vías presentes tanto en la transición ESICL a coplanar como en los sustratos interiores del híbrido, que quedarán delimitados por los conductores de las tierras como se comentará más adelante en el apartado 4.3.1.
- **Borrado-corte:** eliminación completa del material en dos tiempos. Primero se realizará un borrado (más profundo que en el caso del borrado de cobre) por una cara de la PCB y luego se realizará por la otra de modo que extraiga tanto las dos capas de metalizado como el sustrato. Este proceso se llevará a cabo en cortes que requieran de una mayor precisión a la otorgada por la broca de corte de menor diámetro (1 mm). Cabe destacar que esta operación fue utilizada para el proceso de desmetalización necesario en la transición a coplanar.

4.2.2. Fresadora Láser

Una herramienta de corte con láser utiliza la emisión estimulada de luz característica de este dispositivo para la realización de cortes ultraprecisos. Cabe destacar, en el uso de estas tecnologías, que cuanto más corto es el pulso, menor es el calor que se transmite al material adyacente al corte y, en consecuencia, se obtiene una herramienta de corte muy precisa debido a que el material a cortar se evapora inmediatamente.

La herramienta de corte láser a nuestra disposición es la LPKF ProtoLaser U3. La longitud de onda de emisión es de 355 nm y el diámetro del spot del láser es de $20 \mu\text{m}$

con lo que se obtiene una resolución mucho mayor a los $150\ \mu\text{m}$ y $1\ \text{mm}$ que se podían obtener con las fresas de borrado y corte (más precisas) respectivamente [14].

Debido a la gran precisión que se obtiene, esta tecnología será utilizada en el corte de los contornos que conformaran los activos y las tierras eléctricas de las líneas ESICL utilizadas, puesto que un pequeño cambio tanto en el ancho del activo como en el *gap* puede cambiar drásticamente la impedancia característica de las líneas y consecuentemente, llevarnos a resultados de fabricación que no serían óptimos. También se ha establecido su uso, en este proyecto, para el corte de aquellas superficies destinadas a la operación de borrado corte de la fresadora mecánica, eligiendo entre una u otra tecnología en función de la disponibilidad de cada máquina a la hora de fabricar.

4.2.3. Metalizado

Después de realizar determinados cortes es necesario que el contorno por el que se cortó la placa (que ahora esta con el dieléctrico al aire) sea metalizado con el objetivo de que el modo fundamental pueda seguir transmitiéndose y la corriente fluyendo. Es por esto que es necesario un proceso de metalizado (en nuestro caso por deposición electrolítica), que se llevará a cabo con una metalizadora MiniContact RS de LPKF, de cuatro cubetas, y que consta de tres fases:

- **Limpiado y desengrasado:** eliminación mediante productos químicos (acetona, desengrasante) de cualquier elemento parásito que pueda haberse depositado sobre la PCB, bien por la suciedad del entorno, bien por las virutas que puedan haberse desprendido después de los cortes. La placa se aclarará previamente con agua del grifo y posteriormente se introducirá en el primer contenedor. Transcurridos 15 minutos, se enjuaga nuevamente la placa con agua del grifo y se introduce durante 5 minutos en el segundo contenedor (desengrasante con acetona) para posteriormente aclararla con agua del grifo y agua destilada.
- **Baño en activador:** con el fin de conseguir una conductividad previa que permita que circule la corriente necesaria para que las partículas de cobre se adhieran a las paredes de la PCB, y ésta se metalice, es necesario bañar la placa en una disolución coloidal de carbón conductor. Este proceso, que dura de 15 a 20 minutos, se lleva a cabo en la tercera cubeta de la metalizadora y con el fin de alterar la placa lo menos posible se lleva a cabo un secado completo de la PCB haciendo especial hincapié en las vías y agujeros.
- **Electro-deposición:** se genera una diferencia de potencial entre la placa y las paredes de la cubeta, lo cual genera una corriente eléctrica y el consiguiente campo electromagnético que atrae a las partículas de cobre. La corriente aplicada corresponde a una señal cuadrada de baja frecuencia que hará que la deposición del cobre sea más uniforme. Para llevar a cabo este último proceso se extrae la placa del activador y se elimina el sobrante, después se seca en el horno a 95°C durante 5 minutos y se coloca en los enganches eléctricos que sujetan la placa durante su inmersión en la cuarta cubeta, la cual contiene ácido sulfúrico y sulfato de cobre. Posteriormente se enchufa a la corriente el enganche eléctrico y se espera 90 minutos, dándole la vuelta a la placa tras transcurrir los primeros 45 minutos.

Finalmente se procede al secado y lijado de la placa, obteniéndose una deposición de alrededor de $35\ \mu\text{m}$ de cobre.

4.2.4. Soldado

Puesto que estamos hablando de dispositivos de superficie SMD, el sistema de soldado que se ha usado es el de soldado por reflujo. En esta técnica se impregnan las zonas conductoras con pasta de soldadura y flux, colocando los componentes en su lugar (sujetándolos con tornillos) e introduciéndolos en el horno donde se solidificará la pasta. El método de soldadura por reflujo acaba depositando una capa de estaño de alrededor de $50\ \mu\text{m}$ y consta de 4 fases:

- Pre calentamiento del horno.
- Introducción de las placas en el horno a la temperatura alcanzada previamente.
- Aumento hasta la temperatura máxima.
- Refrigeración.

Cabe destacar que para el montaje de los conectores, se ha procedido a soldar mediante el proceso manual. De este modo, se coloca flux sobre el activo de las entradas de los puertos y posteriormente se suelda con el activo del conector mediante un soldador de mano y estaño. Después, se termina de soldar el conector por la parte posterior para fijarlo y conseguir un buen contacto con el conductor de tierra y finalmente se comprueba que no se ha cortocircuitado la tierra y el activo haciendo uso de un multímetro.

4.3. Proceso de fabricación

Una vez se ha realizado todo el proceso de simulación y optimización y se han obtenido las dimensiones finales de los dispositivos, es necesario que las herramientas de fabricación de qué disponemos lleven a cabo la correcta realización de los dispositivos. Cabe destacar que éste no es un proceso trivial y que es necesaria una etapa intermedia para desarrollar mediante software los archivos que permitan, tanto a la fresadora mecánica, como a la fresadora láser, saber que es lo que tienen que hacer. Esto es así debido a que los proyectos en CST no contienen la información completa que las herramientas necesitan.

4.3.1. Archivos gerber

Por todo lo anteriormente comentado, es necesario exportar desde CST una serie de archivos de extensión gerber. Estos archivos contendrán los perfiles sobre los que actuará la herramienta de una forma específica. Previamente a exportar los archivos tipo gerber, es necesario crear estos perfiles mediante las herramientas de modelado de CST. De este modo, cada perfil será modelado como un plano que representará la visión en planta de los contornos que la fresadora o la fresadora láser habrán de seguir. Puesto que la multitud de procesos a llevar a cabo y la importancia de llevarlos a cabo en el orden correcto hacen de este proceso una labor tediosa, se ha procedido a seguir una planificación previamente establecida [4] debido al orden que ésta arroja sobre un proceso tan intrincado.

Proceso de elaboración de los archivos

1. Creación de los componentes de la figura 4.1 en un proyecto CST. En esta plantilla, cada componente de nivel principal equivale a un tipo de operación realizada por la fresadora mecánica o la láser antes o después del proceso de metalización. Dentro de cada uno se subdivide en subcomponentes en función de la cara de la PCB en la que se va a efectuar la operación y en función de la herramienta que lo realizará; esto es importante en el caso de los cortes que requieran precisión ya que se pueden

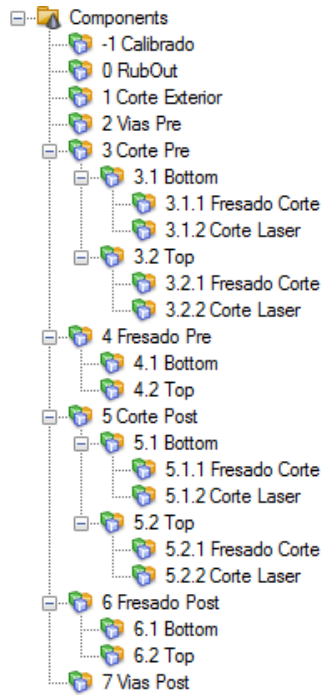


Figura 4.1: Plantilla creada en CST para el diseño de gerbers.

realizar o bien con la operación de borrado corte de la fresadora mecánica o bien con la láser. Cabe destacar que para cada capa de cada dispositivo, en caso de no haber información redundante entre capas, habrá de crearse un proyecto de estas características.

2. Creación de sistemas de coordenadas relativas a cada uno de los componentes de forma que para cada fase se pueda trabajar en distintos planos espaciales dentro del mismo proyecto sin que se solape la información.
3. Modelado de los distintos contornos (planos 2D) que la herramienta de fabricación habrá de trabajar para obtener el resultado buscado. Es importante destacar que estas superficies representan la operación de una única herramienta y que, si sobre el mismo área de la PCB queremos realizar dos o más operaciones en el mismo estadio de fabricación pero con dos tecnologías distintas, deberán de modelarse tantos planos como tecnologías distintas se vayan a emplear. Es también importante definir un área de *Rub Out* que será ligeramente mayor a la forma final de la capa sobre el sustrato y que servirá como referencia para las labores de borrado. Destaca también la diferencia entre el modelado de las superficies a cortar y el de las superficies a borrar siendo, en el primer caso, una superficie modelada de forma ordinaria, mientras que en el caso del borrado, lo que habrá de definirse será la superficie adyacente a la zona que se desee borrar dejando ésta última 'vacía'.
4. Finalmente cada superficie creada se exporta con extensión gerber para que el software de la herramienta de fabricación sea capaz de leerlo y extraer toda la información necesaria.

Ejemplo de diseño

Un ejemplo del diseño de un archivo gerber, y que además resalta la dificultad que entraña la fabricación del híbrido en particular, es la que corresponde a las capas 2, 3 y 4 del interior del dispositivo, es decir, la superficie rectangular delimitada por las tierras

verticales. En este caso, el proceso de corte para la delimitación de los activos y las tierras, al ser cortes con contornos cerrados (figura 3.10), harían que la superficie correspondiente al interior del híbrido se soltara previamente al proceso de metalización. Por todo esto fue necesaria la creación de otro proyecto CST para exportar los gerbers de esta superficie, para que posteriormente se pudiera metalizar.

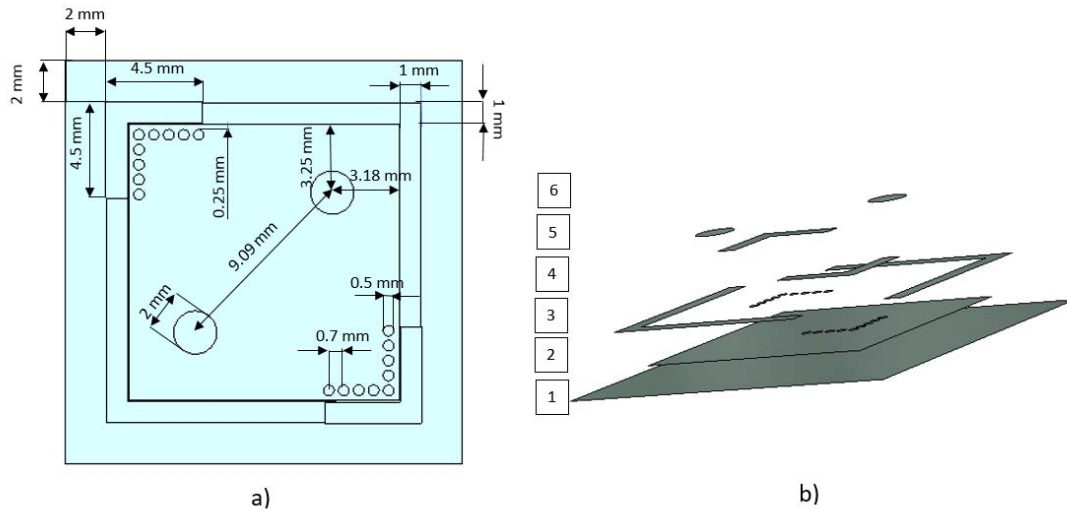


Figura 4.2: Diseño acotado en CST del archivo gerber del interior del híbrido. a) Visión en plantas de todas las capas. b) Visión en perspectiva.

En la figura 4.2 a) se pueden observar las distintas dimensiones de todos aquellos elementos que en un primer momento no son necesarios para el proceso de diseño y optimización pero que cobran vital importancia a la hora de fabricar. Es de destacar la necesidad de pequeñas vías metalizadas que, debido a su corta separación, harán de pared eléctrica en el contorno donde la placa interior se encontrará sujeta a la PCB madre (quinta altura de 4.2 b)); estas vías metalizadas se perforarán en el contorno por el cual se encontrará sujeta la pieza interior del híbrido a la PCB madre durante el proceso de metalización (por lo tanto este contorno quedará sin metalizar) Por otra parte, hay que resaltar la necesidad de tornillos que mantengan unida la capa interior al resto del híbrido, y es por ello por lo que se sitúan dos vías sin metalizar centradas que permitan el encaje de los tornillos. Por último, resulta importante fijarse en las dos capas (primera y cuarta) que bordean el contorno del interior (segunda) ya que representan, respectivamente, el corte que se metalizará, así como la capa de *RubOut*, necesaria para realizar las posibles fases de borrado de material.

4.3.2. Fases de la herramienta de fabricación

Una vez creados los archivos gerbers e importados al software de la herramienta de fabricación, han de ser asignados a la fase de fabricación para la que fueron pensados, destacando de forma especial la técnica a realizar que en este caso podrá ser del tipo: perforación, borrado, *RubOutAll* (asignación de la capa de *RubOut*) y corte.

Las fases que se definirán en el proceso de fabricación de una capa tipo son:

1. Colocación del material: posicionamiento de la PCB diferenciando la cara *top* de la *bottom*.
2. Perforación de fiduciales: realización de los agujeros de referencia que utilizará la herramienta para posicionarse correctamente en fases posteriores.

3. Agujeros de marcado: perforación de las esquinas del contorno de corte con el fin de alargar la vida útil de las fresas.
4. Perforación de vías metalizadas: agujereado previo al metalizado de aquellas vías que tendrán la función de pared eléctrica.
5. Borrado corte previo *bottom*: Borrado profundo que se complementará con la etapa *top*.
6. Corte previo *bottom*: eliminación de todo el material de la placa mediante fresas de corte.
7. Girado del material: se pasará a trabajar la cara *top*.
8. Lectura de fiduciales: permitirá un correcto posicionamiento relativo de la placa.
9. Borrado corte previo *top*: borrado profundo que cortará el material y que posteriormente se metalizará.
10. Metalizado.
11. Colocación del material por la cara *bottom*.
12. Lectura de fiduciales.
13. Borrado post *bottom*: eliminación del cobre.
14. Borrado corte post *bottom*: borrado profundo que se complementará con la etapa *top*.
15. Girado del material.
16. Lectura de fiduciales.
17. Borrado corte post *top*: borrado profundo que cortará el material y que quedará sin metalizar.
18. Corte post *top*.
19. Perforación de vías sin metalizar.
20. Corte exterior: separación de la pieza, correspondiente a la capa, de la PCB.

Una vez realizada la asignación de fases se elige la ruta de la herramienta, así como la fresas a utilizar (en el caso de la fresadora mecánica), además del camino que esta recorrerá y la posible discontinuidad de los cortes a realizar.

4.4. Fases de la fabricación

Las fases que se han seguido para la fabricación de los dos dispositivos son:

1º) Estructuración de las superficies a cortar dentro de cada PCB y realización de fiduciales (ver figura 4.3).

2º) Corte y separación de las capas 1 y 5 de los dos dispositivos realizados con la fresadora mecánica (ver figura 4.4).

3º) Perforación de las vías que se metalizarán en las capas 2, 3 y 4 de los dos dispositivos, así como en las capas interiores del híbrido (ver figura 4.5).

4º) Corte mediante fresadora láser de las capas 2, 3 y 4 de los dos dispositivos (ver figura 4.6).

- 5°) Metalizado (ver figura 4.7).
- 6°) Perforación de vías no metalizadas y borrados de las capas 2, 3 y 4 de los dos dispositivos (ver figura 4.8).
- 7°) Soldado y fijado con tornillos (ver figura 4.9).
- 8°) Montaje de conectores (ver figura 4.10).



Figura 4.3: Fiduciales perforados.



Figura 4.4: Vista en planta de la capa 1 del divisor después de ser cortada.

4.5. Dispositivos fabricados

Después del largo proceso de fabricación se obtienen dos dispositivos sobre ESICL listos para ser medidos y testados. En la figura 4.11 a) se puede observar el desglose de las 5 capas del divisor, así como una visión en planta de la capa 4 (b)) y dos visiones en planta y perspectiva del dispositivo final (c) y d) respectivamente).

Del mismo modo ocurre, para el caso del híbrido, la figura 4.12 muestra el resultado final del proceso de fabricación.

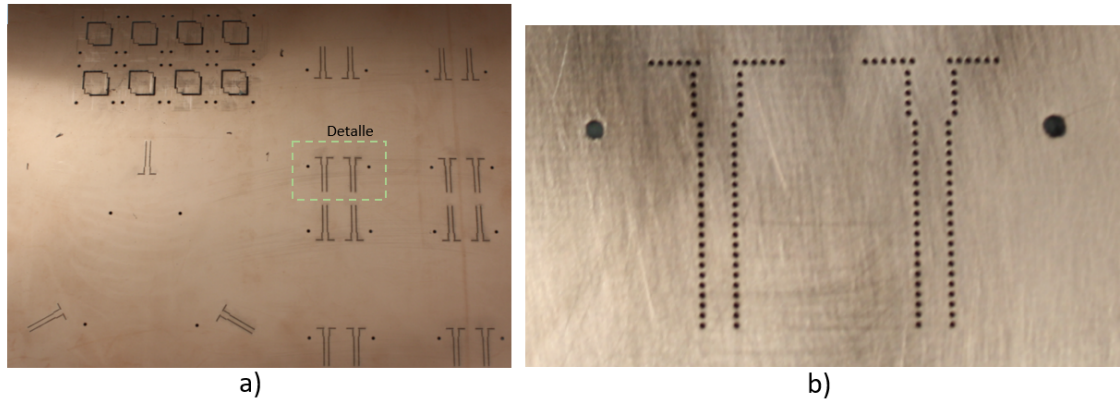


Figura 4.5: a) Vías correspondientes a la transición y al interior del híbrido de la capa 3 que se metalizarán. b) Detalle de vías.

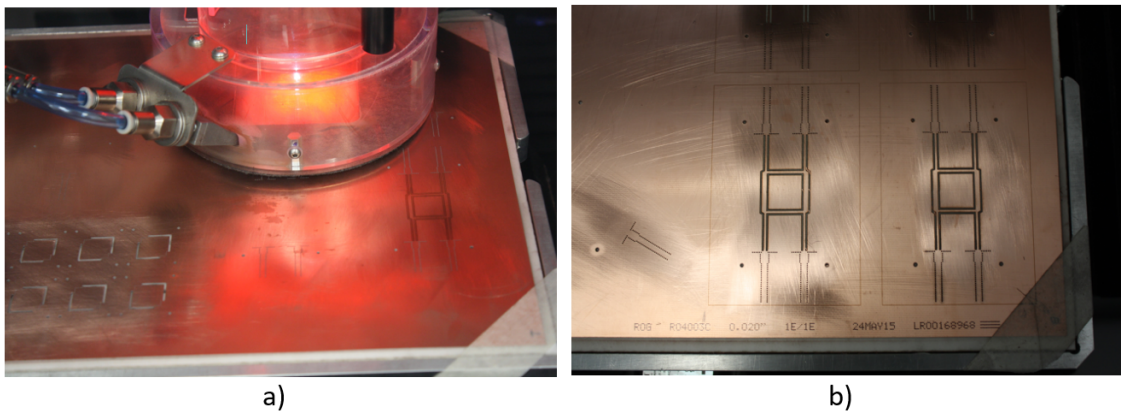


Figura 4.6: a) Fresadora láser cortando la capa 3 del híbrido. b) Capa 3 del híbrido después del corte (antes de retirar el sobrante).

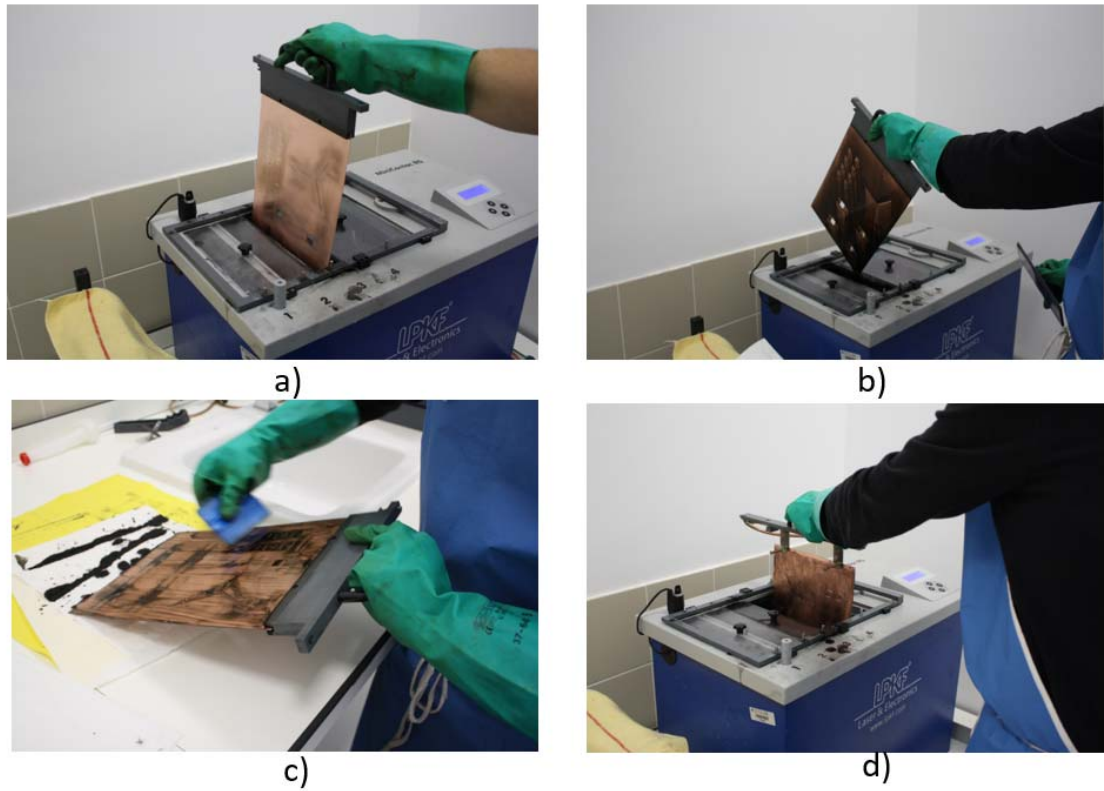


Figura 4.7: a) Introducción de la PCB en el baño activador. b) Extracción del baño activador tras 20 minutos. c) Reitarada del sobrante. d) Inmersión en ácido sulfúrico y sulfato de cobre para la electro-deposición.

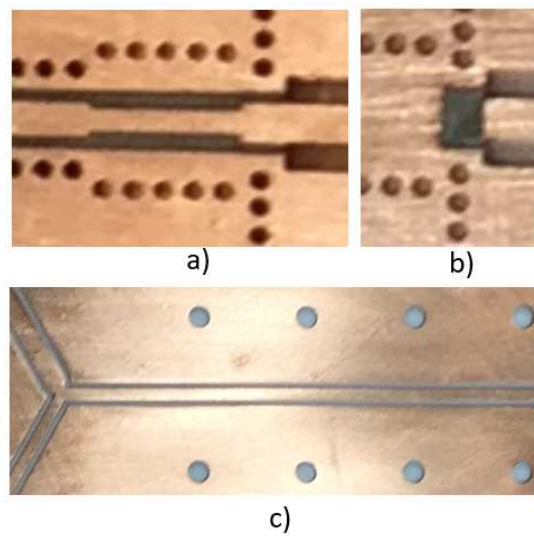


Figura 4.8: a) Borrados alrededor del activo en la zona de la transición (capa 3). b) Borrado en capa 4. c) Vías no metalizadas en la capa 3 del divisor.

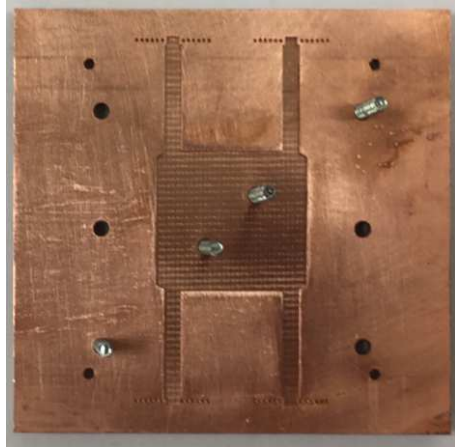


Figura 4.9: Atornillado del híbrido.

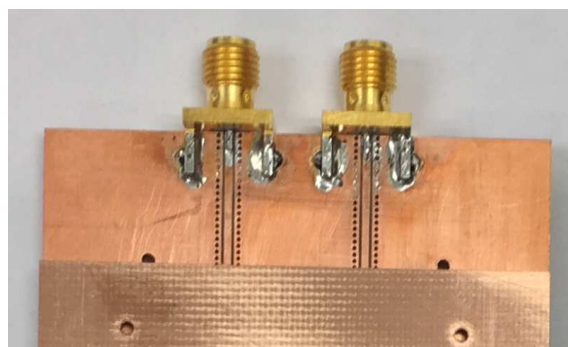


Figura 4.10: Conectores soldados a las entradas del híbrido.

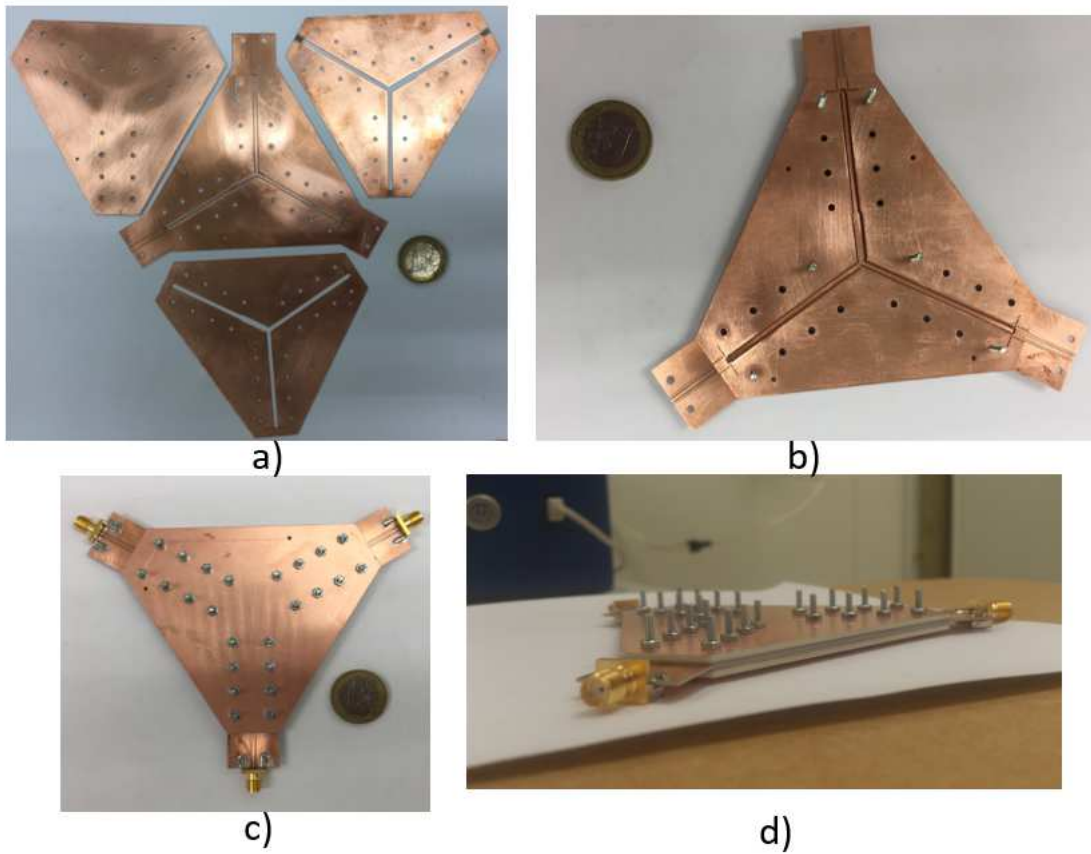


Figura 4.11: a) Desglose de las capas del divisor. b) Visión en planta del proceso de montaje de la capa 4. c) Visión en planta del dispositivo final. d) Visión en perspectiva del dispositivo.

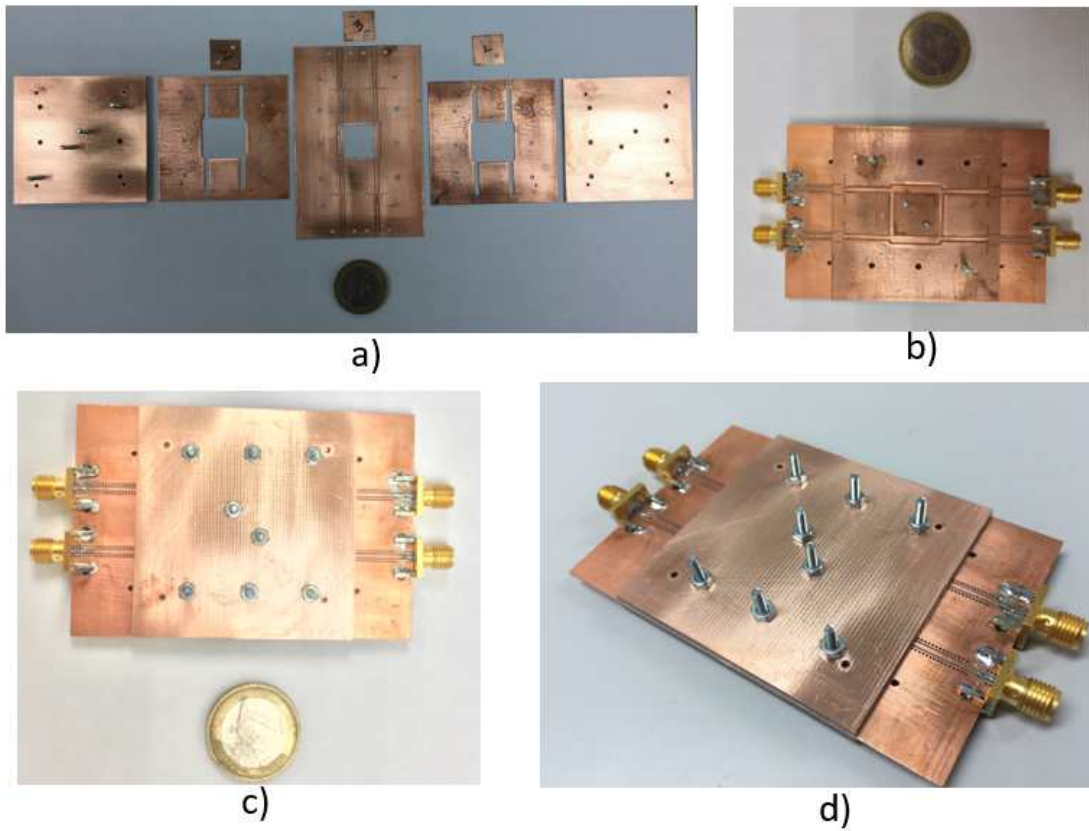


Figura 4.12: a) Desglose de las capas del híbrido. b) Visión en planta del proceso de montaje de la capa 4. c) Visión en planta del dispositivo final. d) Visión en perspectiva del dispositivo.

Capítulo 5

Resultados y medidas

Finalmente, tras un largo proceso tanto de análisis teórico y diseño, como de fabricación, culminamos este trabajo con los resultados obtenidos de los dispositivos fabricados. Es éste un punto esencial del proyecto puesto que el objetivo último de todo el esfuerzo que se ha dedicado es, sin duda alguna, la verificación del correcto funcionamiento de todo lo fabricado para sus posibles usos en el gran rango de aplicaciones que los dispositivos fabricados abarcan. Por todo esto, en este apartado se procederá a comparar los resultados de las simulaciones en el software CST con las respuestas reales de nuestros dispositivos, medidas utilizando un analizador de redes vectorial (VNA).

5.1. Calibración del analizador

Para las siguientes medidas se ha utilizado un analizador marca Agilent Technologies y modelo N5230C, en el que se ha procedido a la calibración coaxial estándar en el rango de frecuencia comprendido entre 1 y 9 GHz.

Es necesario destacar que, aunque el VNA es un instrumento de medida de muy alta precisión, hay tanto imperfecciones como limitaciones propias del DUT (dispositivo que se medirá) que limitan la medida haciendo necesario un proceso de calibración. Entre otras, estas limitaciones son: la nunca perfecta adaptación de los puertos, la directividad y aislamiento del acoplador direccional incorporado en el VNA, así como los conectores y transiciones y cables que, por necesidad, incorpora el DUT. Por todo esto, se ha llevado a cabo un proceso de “calibración coaxial” de dos puertos utilizando el kit de calibración estándar 85052C que, si bien es verdad, no elimina los efectos de las transiciones y líneas coplanares, elimina los posibles errores y pérdidas de los cables y conectores del VNA. Además, el plano de referencia de la medida se traslada desde la entrada del VNA hasta el último conector del cable que se usará para conectar el DUT. Cualquier tipo de calibración requiere un conjunto de dispositivos, denominados estándares, cuya respuesta en frecuencia sea conocida de modo que a la hora de calibrar, los términos de error introducidos en el proceso de medida puedan ser eliminados. Es por esto que la calibración coaxial llevada a cabo ha requerido de cuatro estándares, los cuales son: *Short*, línea de transmisión acabada en cortocircuito (ver figura 5.1 a)); *Open*, línea de transmisión acabada en circuito abierto (ver figura 5.1 b)); *Load*, carga adaptada con muy poca variación en frecuencia (ver figura 5.1 c)) y *Line*, línea de transmisión (ver figura 5.1 d)) de la misma tecnología e impedancia de la línea predecesora (cables coaxiales de medida del VNA) al plano de referencia de deseado [8], [9], [10], [15].

Para llevar a cabo la calibración, se hace uso de una llave dinamométrica de 0.9 Nm (figura 5.1 a), b) y c)) de modo que al conectar los estándares la conexión sea óptima y repetible, es decir, el activo de los conectores penetrará exactamente lo mismo en cada conexión, ya sea del kit de calibración o del DUT. Los estándares se conectan a los dos

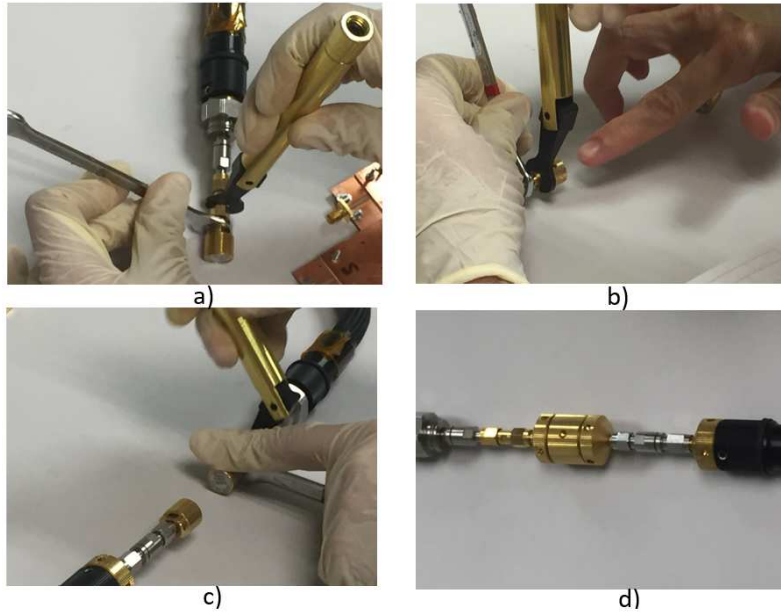


Figura 5.1: a) Conexión del *Short*. b) Conexión del *Open*. c) Conexión de las dos cargas. d) Conexión del *Line*.

puertos de entrada del VNA y finalmente se conecta el *Line* uniendo ambos.

A partir de aquí, el VNA se encuentra calibrado y listo para medir siempre y cuando se mantenga las mismas opciones (número de puntos de medida, el ancho de banda, las frecuencias...).

5.2. Proceso de medida

Puesto que el VNA consta de dos entradas y los dispositivos a medir son de 3 y 4 puertos, las medidas se han de realizar por pares de puertos.

La forma de medir los 4 parámetros S de reflexión y transmisión de un par de puertos consiste en conectar los puertos a medir del dispositivo, mediante el cable coaxial del VNA, a las entradas pertinentes, terminando el resto de puertos del dispositivo con cargas de 50Ω (ver figura 5.2). Se procede del mismo modo (haciendo uso de la llave dinamométrica) hasta que se obtienen todos los parámetros de dispersión que se guardan en fichero de extensión s2p, los cuales se leerán posteriormente mediante el software matemático MATLAB.

Es de destacar la especial disposición de los puertos 1-2 y 3-4 del híbrido, que al encontrarse demasiado juntos han requerido la inclusión de un codo (ver figura 5.2 c)) de forma que los conectores del VNA puedan conectarse correctamente. La inclusión del codo, al variar el plano de referencia de la medida e introducir nuevas pérdidas y desfases, requiere una segunda calibración que lo contemple.

5.3. Resultados medidos vs simulados

A continuación se muestran, superpuestos, los resultados obtenidos tras medir los dos dispositivos con el VNA y los resultados obtenidos mediante las simulaciones con CST. Cabe destacar que estas últimas simulaciones incluyen también los conectores coaxiales que se han soldado a la entrada de los dispositivos, así como la transición a coplanar, de modo que todo el dispositivo completo está contemplado.

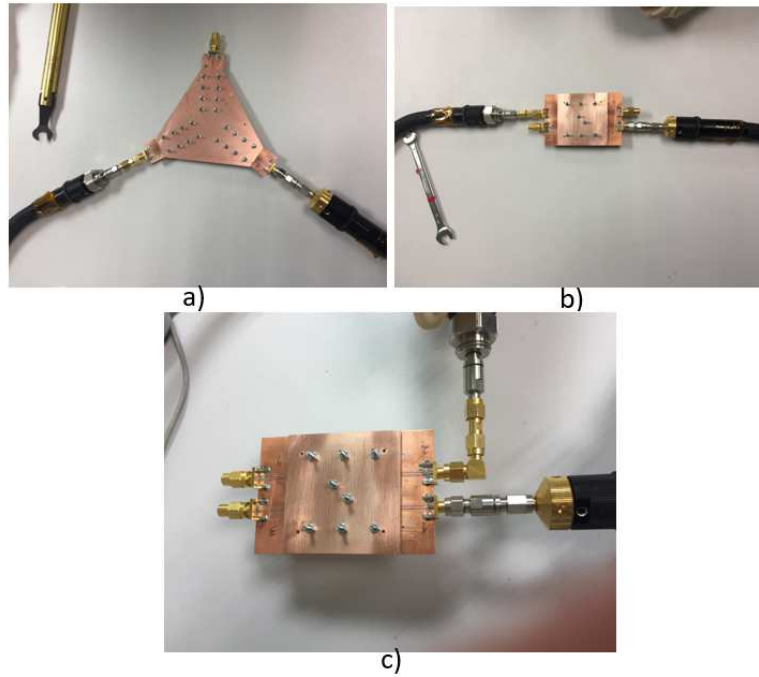


Figura 5.2: a) Medidas para los puertos 1-2 del divisor. b) Medidas para los puertos 1-4 del híbrido. c) Medida de los puertos 1-2 del híbrido haciendo uso de un codo.

5.3.1. Divisor

En la figura 5.3 se muestra la comparativa entre los parámetros de dispersión del dispositivo fabricado y los simulados en el proceso de diseño.

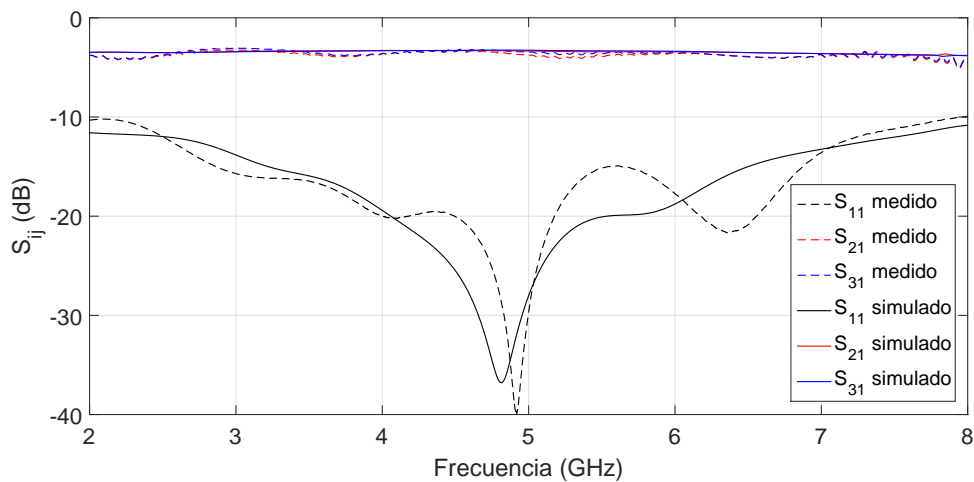


Figura 5.3: Resultados medidos vs simulados de los parámetros de dispersión más significativos del divisor de potencia.

Como se puede observar, la adaptación del puerto de entrada, así como la división de potencia, se produce de forma óptima, es más, después de modelar el efecto de las transiciones y conectores, el mínimo del parámetro S_{11} se desplazó a frecuencias menores (4.8 GHz) y tras medir con el VNA se puede observar como finalmente la adaptación se encuentra a 4.92 GHz y es 3 dB mejor. En contrapartida, el ancho de banda relativo se ha visto disminuido pasando del 29.4 % al 19.6 %. Por otra parte, se han añadido pérdidas a los brazos de entrada de alrededor de 0.5 dB. No obstante, los resultados obtenidos, teniendo

en cuenta la complejidad de los procesos de fabricación y diseño, son muy prometedores y concluyen con éxito un largo proceso de trabajo.

5.3.2. Híbrido

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras el proceso de medida del híbrido fabricado.

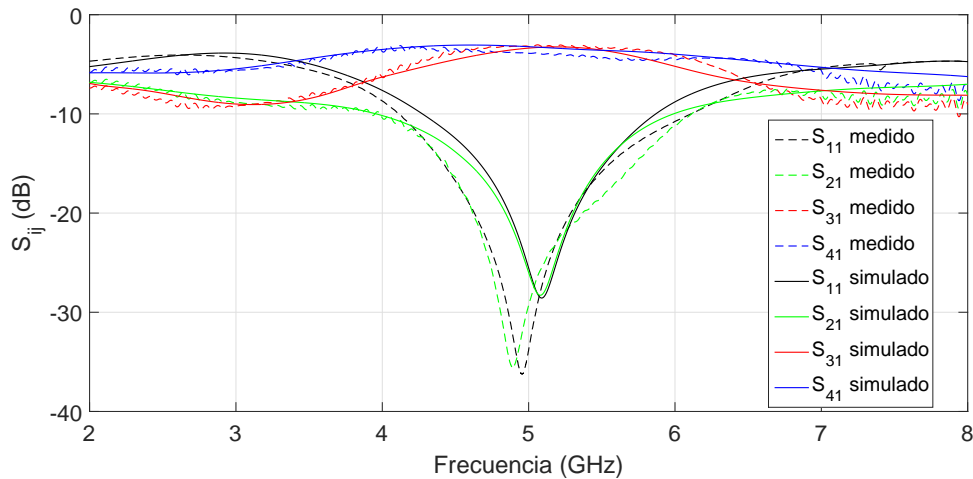


Figura 5.4: Resultados medidos vs simulados de los parámetros de dispersión mas significativos del híbrido.

Como puede observarse en la figura 5.4, los parámetros de dispersión del dispositivo fabricado son los propios de un híbrido de 90° a 5 GHz. Del mismo modo que en el caso del divisor, la adaptación del puerto 1 y el aislamiento del puerto 2 se han desplazado de forma óptima a frecuencias menores obteniendo una directividad de 32 dB. En este caso, el ancho de banda relativo se ve incrementado pasando del 10 % al 14 %. Es de destacar que el relativo aumento de las pérdidas esperadas afecta de forma positiva en lo que a ancho de banda y adaptación se refiere. Que el ancho de banda del divisor se haya visto empeorado es debido a que el perfil de las curvas del parámetro S_{11} son mucho más inestables en el divisor tras haber añadido las dos coplanares y la transición. Por otra parte, en lo que a división de potencia se refiere, hay una diferencia de 0.5 dB entre los dos puertos de salida, no llegando ésta a ser menor que -3.8 dB en ninguno de los brazos.

Por último, en la figura 5.5 se muestra el desfase simulado frente al medido donde se puede observar como éste último se adapta totalmente al simulado (incluso mejorándolo).

Por todo esto, se puede decir que el proceso completo de fabricación del híbrido culmina con gran éxito.

5.4. Razones de la discrepancia

Aunque los resultados se adaptan mucho a lo que se esperaba, es cierto que hay ciertos aspectos que no concuerdan con las simulaciones. Uno de ellos es el desplazamiento de la adaptación del puerto de entrada que en el divisor se mueve a frecuencias mayores y en el híbrido al revés. Viendo que no se sigue ningún patrón en estos desplazamientos, y que son de muy pocos MHz, se puede afirmar que son consecuencia de la suma de limitaciones impuestas por la precisión con que se cuenta en el proceso de fabricación. Por otra parte, las discrepancias en cuanto a división de potencia pueden proceder de causas distintas. En primer lugar, el aumento de pérdidas propias de las medidas reales con materiales reales

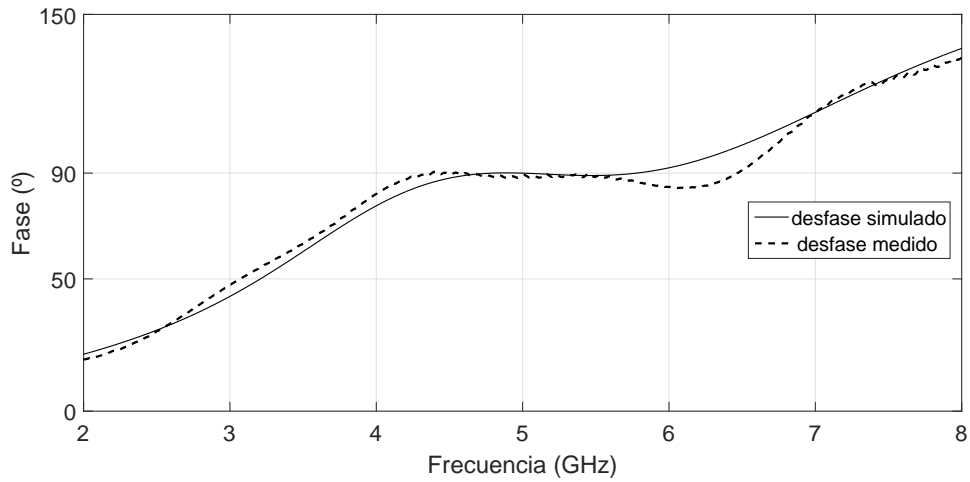


Figura 5.5: Resultados medidos vs simulados del desfase de los puertos de salida.

que pueden presentar imperfecciones hacen que las pérdidas sean mayores que lo que se esperaba. En segundo lugar, las pequeñas variaciones en la impedancia de los brazos de los dispositivos pueden producir una división desigual de la potencia. Causa también de las pérdidas es el aumento del ancho de banda relativo del híbrido. Por otra parte, en la simulación los conectores se encuentran orientados y soldados a la perfección, algo que en la realidad no será así.

Teniendo en cuenta todo lo anteriormente comentado, se puede concluir que los resultados concuerdan perfectamente con lo esperado y que cumplen sobradamente las especificaciones deseadas.

Capítulo 6

Conclusiones

Una vez han sido expuestas todas las fases de este proyecto, así como los resultados obtenidos, es importante destacar ciertos aspectos relevantes a modo de conclusión.

6.1. Proceso completo

Es de suma importancia resaltar que este proyecto no se ha limitado a una única parte del complejo proceso mediante el cual se pasa de la teoría a la práctica. Con este proyecto, entre otras cosas, se ha querido mostrar la visión global que es necesaria para llevar a cabo la fabricación de un dispositivo a frecuencia de microondas. Comenzando por un análisis teórico, se ha continuado con el proceso de diseño, así como el de optimización para, de este modo, tener el modelo de un dispositivo que pueda ser fabricado, medido y, en un futuro, comercializado. Ninguna fase de este proyecto ha sido externalizada y todas han sido llevadas a cabo por el autor, obteniendo finalmente un divisor de potencia y un acoplador direccional híbrido de 90° completamente operativos.

6.2. Resultados prometedores

Después de haber realizado las medidas de los dos dispositivos, la respuesta en frecuencia de ambos ha resultado excelente. Pero este no es el único éxito de la finalización de este proyecto. Hay que destacar que es la primera vez que este tipo de dispositivos se implemente sobre líneas ESICL consiguiendo de este modo un doble objetivo. En primer lugar, se ha probado la viabilidad de la línea ESICL a la hora de implementar dispositivos de amplio uso como son el divisor y el híbrido obteniendo muy buenos resultados. En segundo lugar, el hecho de utilizar líneas ESICL hace que tengamos dispositivos de un peso y dimensiones mucho más reducidas que los mismos implementados sobre guía de onda y que, además, son fácilmente integrables con tecnologías planares en PCB.

6.3. Líneas futuras

Con objeto de continuar la línea de investigación abierta por el GAM y continuada por varios proyectos entre los que se encuentra este, las posibles líneas futuras pasan por el diseño y fabricación de dispositivos que, partiendo de los fabricados en este proyecto, ganen en complejidad como es el caso de multiplexores o divisores Wilkinson. Por otra parte, sería de gran interés el diseño y fabricación de un kit de calibración, capaz de eliminar los efectos y pérdidas que provoca la inclusión de las dos coplanares y la transición en el dispositivo final, con el fin de poder medir la respuesta real del dispositivo basado en ESICL.

Por otra parte, debido al buen rendimiento de la ESICL, el estudio de fenómenos en alto vacío como los efectos corona y multipactor para futuras aplicaciones espaciales resulta muy interesante.

Cabe destacar que este proyecto, tras ser defendido, será presentado como artículo en el Special Issue “ Substrate Integrated Waveguide Circuits and Systems for MHz-Through-THz Wireless and Photonics Applications” de la revista indexada *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* para su publicación y consecuente difusión de resultados en la comunidad científica.

Bibliografía

- [1] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [2] *Dispositivos Pasivos de Microondas*. http://dadun.unav.edu/bitstream/10171/18746/5/Tema3_DispositivosPasivosII_2009v1.pdf. (última fecha de acceso 13/11/2016).
- [3] B.C. Wadell, *Transmission Line Design Handbook (Artech House Antennas and Propagation Library) (Artech House Microwave Library (Hardcover))*. Artech Print on Demand, 1991.
- [4] Nova Giménez, V. (2016). *Diseño de transiciones de banda ancha entre línea coplanar y guía de onda Empty Substrate Integrated Coaxial Line*. Proyecto Final de Máster. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] L. Gruner, *Higher order modes in square coaxial lines*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol 31, pp.770-772, Sep 1983.
- [8] Keysight Support. http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/S3_Cals/Calibration_Standards.htm (última fecha de acceso 25/05/2017).
- [9] Anritsu Company .*Understanding VNA Calibration*, www.anritsu.com.
- [10] M. Hiebel. *Vector Network Analyzer (VNA) Calibration: The Basics*, R. Schwarz, Editor. 2008. p. 10.
- [11] A. Al-Dulaimi, S. Al-Rubaye, Q. Ni and E. Sousa, “*5G Communications Race: Pursuit of More Capacity Triggers LTE in Unlicensed Band*”, in *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 10, no. 1, pp. 43-51, March 2015.
- [12] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design* , Harper & Row, NY 1992.
- [13] LPKF Company. *Technical Data*. <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/plotter-fresadora/protomat-s103.htm> (última fecha de acceso 04/05/2017).
- [14] LPKF Company. *Technical Data*. <http://www.lpkf.es/productos/creacion-rapida-prototipos-pcb/estructuracion-laser/protolaser-u3.htm> (última fecha de acceso 04/05/2017).

- [15] V. Nova. *Kit/Conjunto de calibración. ¿Por qué?, ¿Cómo?, tipos de conjuntos de calibración y conjunto TRL en particular*. Valencia: Universidad Politécnica de Valencia.