



Treball Fi de Grau

Grau d'Enginyeria Electrònica de Telecomunicació

Diseño, fabricación y medida de un duplexor que opera en frecuencias UHF-RFID

Ferran Andrés García

Director: Ferran Paredes Marco

Departament d'Enginyeria Electrònica

Escola d'Enginyeria

Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)

Juliol 2025

Agradecimientos

Antes de comenzar con el trabajo, tengo que agradecer a mi tutor Ferran Paredes por toda la ayuda que me ha proporcionado a lo largo de este proyecto y también en varias de las asignaturas del grado, tanto a nivel teórico como práctico. Creo que ha hecho que este trabajo sea más llevadero con su actitud. Gracias también por contestar mis incontables emails.

Quiero también agradecer a Paris Vélez por las ayudas puntuales que ha ofrecido en este proyecto, específicamente en la parte del filtro. También agradecer a Karl Adolphs y Xavi Canalies por enseñarme a operar con la cavidad resonante que se utiliza en el capítulo 3. Agradecer también la labor de Gerard Sisó, quien ha fabricado todos los prototipos del proyecto.

Quiero agradecer a mi familia por convencerme a aventurarme a entrar a la universidad y por el apoyo recibido a pesar de los altibajos que he sufrido durante el camino.

Finalmente agradecer a todos mis amigos y compañeros que, de una manera u otra, han aportado su grano de arena para la realización de este proyecto.

Hybrid Theory no solo ha sido un elemento fundamental en el diseño del duplexor, también ha estado sonando de fondo más veces de las que me atrevo a contar.

Resumen

En este trabajo de final de grado se ha diseñado el layout (mediante ADS y Momentum) de un duplexor en tecnología microstrip estándar que opera en frecuencias *UHF-RFID* (867 MHz y 915 MHz), el cual consta de dos acopladores híbridos de 90° y dos filtros rechazo de banda, también se ha diseñado una antena para completar el sistema. Tanto los acopladores como los filtros han sido diseñados, fabricados y medidos independientemente con tal de garantizar su correcto funcionamiento. Además del layout microstrip implementado en sustratos de microondas, se han puesto a prueba métodos alternativos de fabricación, así como la tinta de plata conductora, mediante la impresora de PCBs Voltera V-ONE y sustratos PLA impresos mediante impresora 3D, con el objetivo de verificar si con este tipo de medios, más asequibles, es posible replicar el comportamiento de los métodos habituales.

Resum

En aquest treball de fi de grau s'ha dissenyat el layout (mitjançant ADS i Momentum) d'un duplexor amb antena en tecnologia microstrip estàndard que opera a freqüències *UHF-RFID* (867 MHz i 915 MHz), el qual consta de dos acobladors híbrids de 90° i dos filtres elimina banda, també s'ha dissenyat una antena per completar el sistema. Tant els acobladors com els filtres s'han dissenyat, fabricat i mesurat per separat per tal de garantir el seu correcte funcionament. A més del layout microstrip implementat en substrats de microones, s'han sotmès a proves mètodes alternatius de fabricació, com la tinta conductora de plata, mitjançant la impressora de PCBs Voltera V-ONE i substrats PLA impresos amb impressora 3D, amb l'objectiu de verificar si amb aquests medis, més assequibles, és possible replicar el comportament dels mètodes habituals.

Abstract

In this bachelor thesis, a microstrip layout for a duplexer has been designed (using ADS and Momentum) to operate at *UHF-RFID* frequencies (867 MHz and 915 MHz), which is formed by two 90° hybrid couplers and two stop-band filters, an antenna was designed to complete the system. Both the couplers and the filters have been designed, fabricated and tested separately to ensure that they work as intended. In addition to the microwave substrate layouts, alternative fabrication methods have been tested, such as conductive silver ink through Voltera V-ONE PCB printer and PLA substrates printed with a 3D printer, with the objective of verifying whether these more affordable methods can replicate the behaviour of the habitual fabrication methods.

Índice

Resumen	I
Resum	I
Abstract	I
Lista de figuras	IV
Lista de tablas	VI
Capítulo 1: Introducción	1
1.1. Motivación y objetivos	1
1.2. Concepto del duplexor	2
1.3. Tecnología planar	2
1.4. Concepto del acoplador híbrido de 90°	4
1.5. Función y elección de los filtros	5
Capítulo 2: Diseño del duplexor	7
2.1. Teoría del duplexor	7
2.2. Diseño branch-line del acoplador híbrido de 90°	11
2.2.1. Diseño del layout del híbrido de 90°	17
2.2.2. Fabricación, resultados medidos y comparación del híbrido de 90°	20
2.3. Diseño layout del filtro rechazo de banda.....	23
2.3.1. Optimización de las dimensiones y respuesta frecuencial	29
2.3.2. Fabricación, medida y comparación del filtro	35
2.4. Diseño del layout del duplexor completo	36
2.4.1. Fabricación y medida del duplexor completo	39
2.5. Diseño de un dipolo antipodal	42
2.5.1. Fabricación y medida del dipolo antipodal	46
Capítulo 3: Fabricación con métodos alternativos	51
3.1. Voltera V-ONE	51
3.1.1. Híbrido fabricado con tinta de plata.....	52
3.1.2. Filtro fabricado con tinta de plata	53
3.2. Sustratos PLA	55
3.2.1 Caracterización de sustratos PLA	56
3.2.2 Rediseño, fabricación y medida del híbrido de 90° sobre sustratos PLA	58
Capítulo 4: Prueba del sistema completo	63
4.1 Prueba mediante generador de funciones	63
Capítulo 5: Conclusiones	65
5.1. Conclusiones del proyecto	65

5.2. Futuras líneas de investigación	65
Bibliografía	67
Anexo A. Códigos Matlab	69
A.1. Cálculo de la curva de susceptancia.....	69
A.2. Graficar parámetros S a partir de ficheros Touchstone	70
Anexo B. Distribución de corrientes en simulación	73
B.1. Diseño del filtro paso banda con resonadores hairpin.....	73
B.2. Diseño final del filtro rechazo de banda con resonadores “folded arms”	74
B.3. Duplexor completo	75

Lista de figuras

Figura 1: Esquema del duplexor (adaptada de [1]).....	2
Figura 2: Ejemplos de tecnologías planares [2]	3
Figura 3: Propagación cuasi-TEM microstrip (siendo E el campo eléctrico y H el campo magnético) [3]	3
Figura 4: Esquema típico de un acoplador direccional [3]	4
Figura 5: Diseño branch-line del híbrido de 90° [3]	5
Figura 6: Ejemplos de filtros de tercer orden realizados con resonadores hairpin. (a) Filtro paso banda. (b) Filtro rechazo de banda	6
Figura 7: Esquema equivalente del duplexor operando en la frecuencia rechazada por el filtro (f_{RX})	7
Figura 8: Esquema equivalente del duplexor operando en la frecuencia que deja pasar el filtro (f_{TX}).....	9
Figura 9: Esquemático ideal del híbrido branchline de 90°	11
Figura 10: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido ideal. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3	12
Figura 11: Definición sin pérdidas del sustrato mediante MSUB.....	13
Figura 12: Herramienta Linecalc con las dimensiones para las líneas de $50\ \Omega$ y 90°	13
Figura 13: Esquemático del híbrido de 90° branchline con microstrip sin pérdidas.....	14
Figura 14: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido microstrip sin pérdidas. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3	14
Figura 15: Adición de las pérdidas al circuito	15
Figura 16: Esquemático del híbrido de 90° añadiendo las pérdidas al sustrato y conductor	16
Figura 17: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido microstrip con pérdidas. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3	16
Figura 18: Definición del sustrato con pérdidas para Momentum y estructura microstrip resultante.....	17
Figura 19: Layout del híbrido con puertos.....	18
Figura 20: Ajustes del layout para la fabricación. (a) Antes. (b) Después	19
Figura 21: Resultados del layout con Edge mesh. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3.....	19
Figura 22: Fresadora utilizada en la fabricación del proyecto	20
Figura 23: Híbrido de 90° fabricado. (a) Capa de conductor superior. (b) Plano de masa...	21
Figura 24: Montaje para la medida del híbrido.....	22
Figura 25: Comparación entre los resultados medidos en el laboratorio (línea sólida) y la simulación electromagnética (línea discontinua). (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3.....	22
Figura 26: Layout para el diseño del resonador hairpin	23
Figura 27: Curvas susceptancia normalizada Vs. Separación S	25
Figura 28: Layout ideal del filtro rechazo de banda de tercer orden (915 MHz) con dimensiones del resonador	26
Figura 29: Simulaciones del filtro rechazo de banda. (a) Ideal. (b) Con pérdidas.....	27

Figura 30: Simulaciones del filtro rechazo de banda con el ancho de banda modificado a 4,37%. (a) Ideal. (b) Con pérdidas	28
Figura 31: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “Square”	29
Figura 32: Respuesta frecuencial con pérdidas del filtro con los resonadores “Square”	30
Figura 33: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “Folded arms”	30
Figura 34: Respuesta frecuencial con pérdidas del filtro con los resonadores “Folded arms”	31
Figura 35: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “Folded arms” y con las longitudes modificadas	32
Figura 36: Respuesta frecuencial con pérdidas del diseño del filtro final	33
Figura 37: Layout de los filtros idénticos	34
Figura 38: Respuesta frecuencial del filtro superior superpuesta con la del filtro inferior....	34
Figura 39: Prototipo fabricado de los filtros del duplexor	35
Figura 40: Comparación del filtro simulado (línea discontinua) y la medida real (línea solida). (a) Filtro superior. (b) Filtro inferior	35
Figura 41: Esquema del duplexor conformado por elementos SnP	37
Figura 42: Respuesta frecuencial del duplexor construido con bloques simulados individualmente. En rojo se representa: (a) Recepción – antena, (b) Transmisión – recepción y (c) Transmisión – antena	38
Figura 43: Layout del duplexor formado por los híbridos y los filtros diseñados	38
Figura 44: Respuesta frecuencial del layout del duplexor. En rojo se representa: (a) Recepción – antena, (b) Transmisión – recepción y (c) Transmisión – antena	39
Figura 45: Prototipo fabricado del duplexor completo	39
Figura 46: Respuesta frecuencial medida del duplexor (línea solida) y simulación electromagnética (línea discontinua). (a) Recepción – antena. (b) Transmisión – recepción. (c) Transmisión – antena	41
Figura 47: Esquema del dipolo antipodal en tecnología microstrip, donde la parte oscura representa el primer conductor y la parte clara representa el segundo conductor [7]	42
Figura 48: Definición de las capas del layout de la antena mediante el editor de sustratos	43
Figura 49: Simulación electromagnética de la antena. (a) Layout con las dimensiones iniciales del dipolo antipodal. Cond (en naranja). Cond2 (en amarillo). (b) Parámetro S_{11}	44
Figura 50: Simulación del dipolo después del estudio	45
Figura 51: Simulación electromagnética a 890 MHz. (a) Distribución de corrientes. (b) Patrón de radiación	45
Figura 52: Dipolos antipodales fabricados en FR4	46
Figura 53: Comparación de los resultados medidos y la simulación del dipolo	47
Figura 54: Montaje para la medida del parámetro S_{21}	48
Figura 55: Transmisión entre antenas (S_{21})	49
Figura 56: Impresora Voltera V-ONE	51
Figura 57: Híbrido fabricado con tinta de plata (plano de masa laminado)	52
Figura 58: Comparación de las medidas del híbrido de plata y cobre	53
Figura 59: Filtros fabricados con tinta de plata (plano de masa de adhesivo de cobre)	54
Figura 60: Comparación de las medidas extraídas en el laboratorio de los filtros (superior e inferior) fabricados con plata y cobre	54

<i>Figura 61: Impresora UltiMaker3 Extended utilizada</i>	<i>55</i>
<i>Figura 62: Diseño 3D de la placa de los sustratos PLA. (a) Diseño en Tinkercad. (b) Configuración y previsualización de la impresión en UltiMaker Cura.....</i>	<i>56</i>
<i>Figura 63: Muestras de sustratos fabricados con impresora 3D (solo se muestran los de PLA)</i>	<i>56</i>
<i>Figura 64: (a) Cavidad resonante empleada con las diferentes partes indicadas. (b) Frecuencia de resonancia sin muestra.....</i>	<i>57</i>
<i>Figura 65: Layouts redimensionados en los nuevos sustratos. (a) PLA. (b) PLA Tough.....</i>	<i>58</i>
<i>Figura 66: Respuesta frecuencial de los híbridos. (a) PLA. (b) PLA Tough.....</i>	<i>59</i>
<i>Figura 67: Híbridos fabricados con PLA Tough (izquierda) y PLA (derecha). (a) Conductor superior. (b) Planos de masa adhesivos.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura 68: Respuesta frecuencial medida de los híbridos. (a) PLA Tough. (b) PLA</i>	<i>60</i>
<i>Figura 69: Montaje de la parte de recepción de la prueba.....</i>	<i>63</i>
<i>Figura 70: Magnitudes de las señales recibidas por el duplexor. (a) Generador a 867 MHz. (b) Generador a 915 MHz.</i>	<i>64</i>
 <i>A 1: Distribución de corriente del filtro paso banda en una frecuencia fuera de la banda pasante (100 MHz).....</i>	 <i>73</i>
<i>A 2: Distribución de corriente del filtro paso banda en la frecuencia central (867 GHz)</i>	<i>73</i>
<i>A 3: Distribución de corriente del filtro rechazo de banda para una frecuencia fuera de la banda eliminada (100 MHz)</i>	<i>74</i>
<i>A 4: Distribución de corriente del filtro rechazo de banda en la frecuencia central (915 MHz)</i>	<i>74</i>
<i>A 5: Distribución de corrientes para una señal incidente en el puerto 3 (antena) de 867 MHz</i>	<i>75</i>
<i>A 6: Distribución de corrientes para una señal incidente en el puerto 2 (transmisión) de 915 MHz.....</i>	<i>75</i>

Lista de tablas

<i>Tabla 1: Resultados obtenidos de los filtros diseñados con tres tipos de geometrías de resonador distintas.....</i>	<i>31</i>
<i>Tabla 2: Medidas iniciales del diseño del dipolo en tecnología planar</i>	<i>44</i>
<i>Tabla 3: Medidas finales del dipolo antipodal</i>	<i>45</i>
<i>Tabla 4: Parámetros característicos de la antena en las frecuencias de interés.....</i>	<i>46</i>
<i>Tabla 5: Parámetros obtenidos de las muestras de PLA caracterizadas</i>	<i>58</i>

Capítulo 1: Introducción

1.1. Motivación y objetivos

La motivación para realizar este trabajo yace en el interés en la implementación de un dispositivo ampliamente usado en sistemas de telecomunicaciones como es el duplexor (utilizado en teléfonos, estaciones base, aplicaciones de defensa, aplicaciones en el espacio...) con unos requisitos ligeramente diferentes para la tecnología *RFID* (*Radio Frequency Identification*). Esta tecnología es utilizada para la identificación remota mediante etiquetas y lectores. Añadido a esto se encuentra la investigación de tecnologías de fabricación alternativas para circuitos de radiofrecuencia implementados con tecnología microstrip.

El primer objetivo principal de este trabajo es el diseño de un duplexor que trabaja en frecuencias *UHF-RFID*, específicamente 867 MHz (Europa) y 915 MHz (USA) y su posterior medida, la cual debe tener unos niveles aceptables para su propósito. El segundo objetivo del trabajo es poner a prueba la fabricación de pistas conductoras con tinta de plata y los sustratos de ácido poliláctico (PLA) con tal de poder verificar su eficacia en aplicaciones de radiofrecuencia que operan ligeramente por debajo de 1 GHz.

El dispositivo resultante tiene potenciales aplicaciones prácticas, el primer uso y el más directo es el uso como intermediario entre etiquetas y lectores que trabajan a distintas bandas de frecuencia Europa (867 MHz) y USA (915 MHz) aunque también puede usarse para otras tecnologías que operen a estas frecuencias. También existe la posibilidad de utilizarlo en entornos docentes, ya que se muestran distintos conceptos de un sistema de telecomunicaciones como lo son el filtrado, los elementos pasivos y la utilización de un único canal para un transmisor y un receptor.

Con este cometido, el trabajo se conforma de 5 capítulos:

- En el **capítulo 2** se tratan todos los pasos realizados para obtener el diseño final del layout del duplexor completo con métodos de fabricación estándar, partiendo de la teoría del duplexor hasta llegar a los aspectos más prácticos tales como el proceso de fabricación, el diseño del híbrido, el filtro o la antena, además de todos los resultados obtenidos.
- En el **capítulo 3** se concentran los pasos relacionados con los procesos de fabricación alternativos que se han realizado utilizando la impresora de tinta conductora de plata y la impresora 3D, lo cual incluye la caracterización de sustratos, los procesos de fabricación y los resultados obtenidos.
- En el **capítulo 4** se explica la configuración y resultados de una prueba del sistema completo, conformado por el duplexor y la antena.

- En el **capítulo 5** se exponen las conclusiones obtenidas durante la realización del proyecto.

1.2. Concepto del duplexor

El duplexor es un dispositivo capaz de mantener una comunicación bidireccional, es decir, permite transmitir y recibir información si las respectivas señales trabajan a frecuencias distintas. A nivel teórico el duplexor se compone de dos acopladores direccionales (específicamente híbridos) y dos filtros dispuestos tal como se muestra en la figura 1, lo cual conforma una red de 4 puertos. Los elementos que conforman al duplexor se explicarán posteriormente.

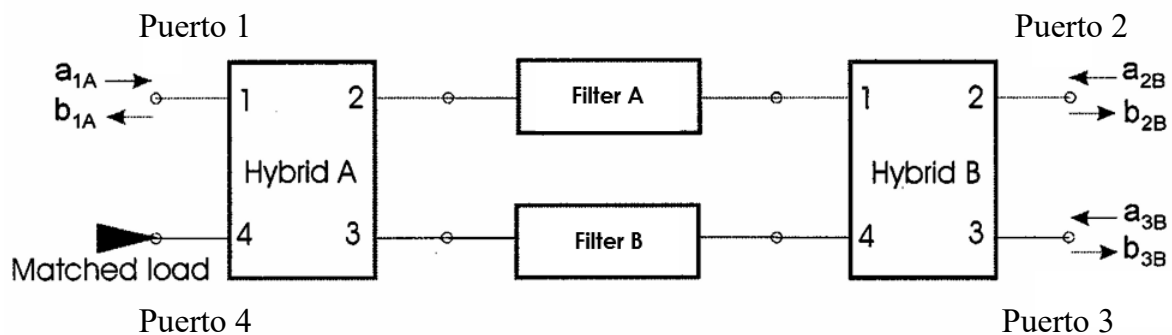


Figura 1: Esquema del duplexor (adaptada de [1])

Donde a_{nx} y b_{nx} representan las ondas incidentes y reflejadas de los puertos (n) de cada híbrido (x) respectivamente. Cada uno de los puertos cumple una función distinta, que se asigna inicialmente como:

- Puerto 1: Transmisión (frecuencia $f_{TX} = 867$ MHz).
- Puerto 2: Recepción (frecuencia $f_{RX} = 915$ MHz).
- Puerto 3: Antena capaz de operar a ambas frecuencias de interés.
- Puerto 4: Aislado o adaptado.

1.3. Tecnología planar

Una vez planteado el concepto del duplexor y antes de comenzar con el diseño, se debe escoger con qué tecnología se va a implementar. Para este trabajo, se deja fuera de la ecuación a las tecnologías monolíticas que se utilizan para la implementación de circuitos de radiofrecuencia y se centra la atención en las tecnologías planares.

Estas tecnologías se caracterizan por tener pistas conductores y capas de sustrato y se diferencian según la disposición de estos dos elementos. Las más comunes se encuentran en la figura 2.

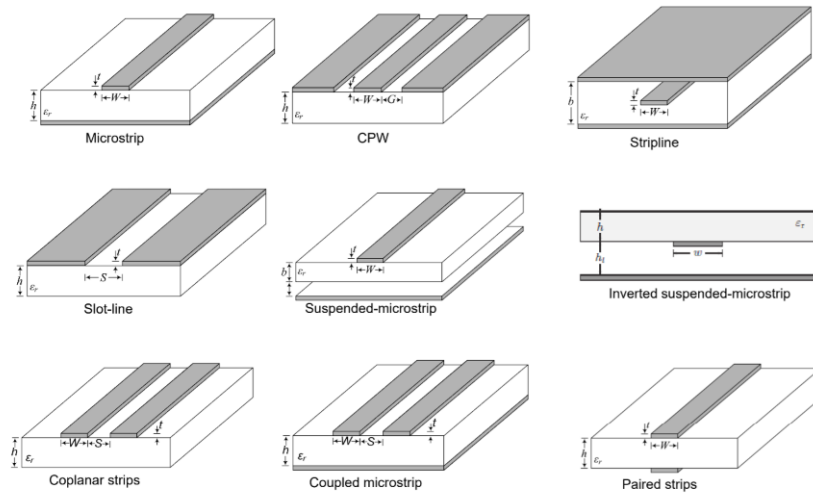


Figura 2: Ejemplos de tecnologías planares [2]

La más adecuada entre todas las tecnologías mostradas es la microstrip, ya que para el prototipado de circuitos ofrece unos costos asequibles y métodos de fabricación relativamente sencillos además de un buen rendimiento a las frecuencias de operación del proyecto.

Microstrip es una tecnología que consta de un sustrato cubierto por dos conductores, uno de los cuales es un plano de masa y en el otro se definen las pistas del diseño, y, tal como se puede observar en la figura 3, el conductor superior se encuentra rodeado de aire, lo cual convierte a la tecnología microstrip en una tecnología de propagación de ondas cuasi-TEM, ya que la propagación de las ondas electromagnéticas no es perfectamente homogénea (como se muestra en la figura 3) como es el caso de las Stripline (propagación TEM). Este hecho se refleja en las ecuaciones de diseño que se usarán mediante el programa Linecalc (que posteriormente pasarán al layout de ADS) ya que la constante dieléctrica no es la del propio sustrato (ϵ_r) sino una constante dieléctrica efectiva (ϵ_{eff}) que tiene un valor intermedio entre la del sustrato y la del aire.

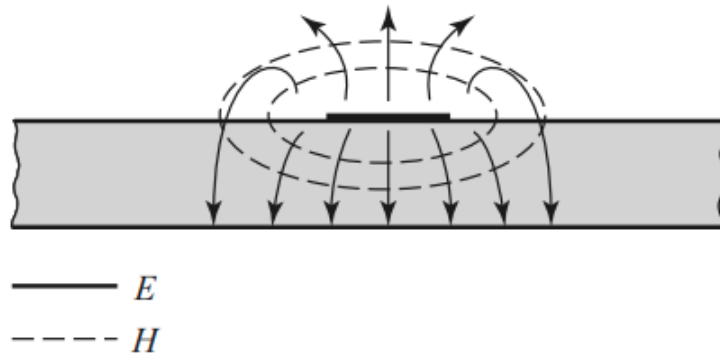


Figura 3: Propagación cuasi-TEM microstrip (siendo E el campo eléctrico y H el campo magnético) [3]

Lo que resta por elegir es el sustrato propiamente dicho, el cual es un Rogers 3010 (RO3010) con una constante dieléctrica (ϵ_r) de 10,2, una tangente de pérdidas ($\tan\delta$) de 0,0022 y un grosor de 1,27 mm (50 mils). Es un sustrato ampliamente utilizado en el ámbito de las microondas dada su alta constante dieléctrica (favorece la miniaturización) y sus bajas pérdidas. [4]

1.4. Concepto del acoplador híbrido de 90°

Un acoplador direccional es un circuito pasivo y recíproco de microondas utilizado para cambiar la fase, monitorear o rutear señales. Se definen por conformar una red de 4 puertos como se muestra en la figura 4, denominados:

- *Input* (entrada): puerto en el que incide la señal.
- *Through* (directo): puerto donde existe paso directo de señal.
- *Coupled* (acoplado): recibe parte de la señal que se transmite entre *Input* y *Through*.
- *Isolated* (aislado): puerto que está aislado, idealmente no recibe señal.

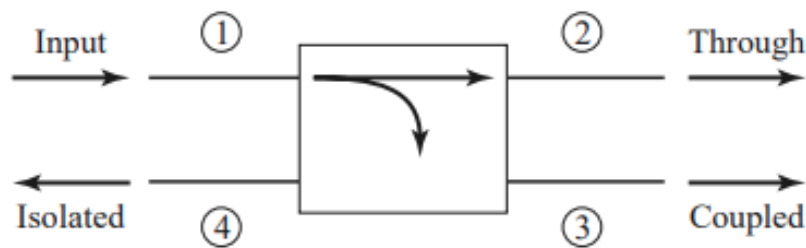


Figura 4: Esquema típico de un acoplador direccional [3]

Lo que diferencia a un híbrido de 90° del resto de acopladores direccionales son dos factores: el desfase entre los puertos y la señal recibida en el puerto acoplado. El desfase entre los puertos para el híbrido de 90° es evidentemente de 90° (o un desfase de un cuarto de longitud de onda ($\lambda/4$)), mientras que el nivel de señal recibido en el puerto acoplado es de -3 dB, lo que se traduce en que la señal ha dividido su potencia total entre los dos puertos de salida de manera equivalente.

Existen múltiples alternativas de diseño para los híbridos de 90°, pero para esta aplicación que opera en un rango de frecuencias reducido, se ha optado por el diseño *branch-line*. Este diseño cumple con la función de redirigir las señales, además de ser sencillo de implementar en tecnología microstrip tal como se muestra en la figura 5.

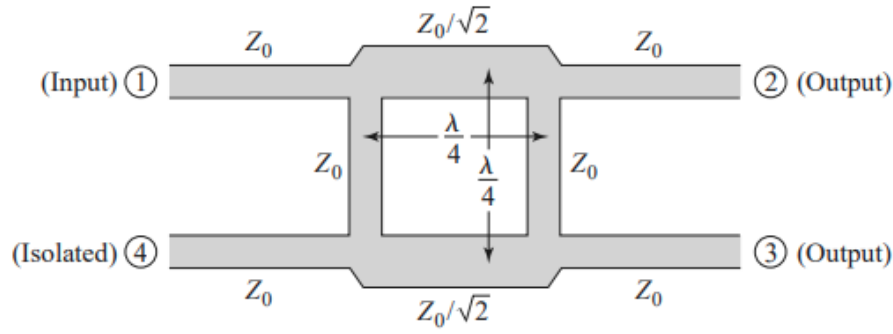


Figura 5: Diseño branch-line del híbrido de 90° [3]

1.5. Función y elección de los filtros

Los filtros permiten dejar pasar una frecuencia de interés mientras que rechazan la otra, lo que aísla transmisión de recepción y garantiza que ambas señales puedan viajar por el duplexor con interferencia mínima.

Previo al diseño del filtro es necesario determinar qué requisitos de atenuación y pérdidas de retorno son necesarios para la aplicación en la que se está trabajando, las cuales se van a fijar en los valores:

- Atenuación mínima en la banda eliminada: 20 dB.
- Pérdidas de retorno mínimas en la banda de paso: 20 dB.

Una vez concretadas las especificaciones, se define que la banda rechazada es la de recepción (f_{RX}). Al contar con dos frecuencias relativamente cercanas entre sí, la aproximación matemática más adecuada es la Chebyshev, al ser más selectiva que las alternativas. Además de la aproximación, los candidatos lógicos para la configuración del filtro son el tipo paso banda o rechazo de banda, no obstante, para seleccionar entre estas alternativas, es imprescindible concretar qué tipo de implementaciones son viables en tecnología microstrip y permiten un ancho de banda lo suficientemente estrecho.

La topología microstrip para filtros paso banda o rechazo de banda más sencilla, es la que utiliza stubs en paralelo como resonadores (de $\lambda_g/4$ o $\lambda_g/2$, siendo λ_g la longitud de onda guiada en la frecuencia de resonancia deseada) e inversores de impedancia. Al implementar las ecuaciones de diseño [5] y variando ancho de banda, rizado, orden y desplazando la frecuencia central, las simulaciones de esquemáticos, tanto ideales como con pérdidas, han resultado no ser fructíferas. Esto es debido a que en la mayoría de los casos las impedancias que se extraen de las ecuaciones se traducen en pistas demasiado estrechas o anchas, lo cual las califica como no fabricables o no factibles, respectivamente. En cuanto a respuesta frecuencial no se logra un ancho de banda suficientemente estrecho como para rechazar la banda de 915 MHz y dejar pasar la banda de 867 MHz.

Descartando entonces los filtros con stubs, se va a recurrir a los resonadores tipo *hairpin* [5]. Estos resonadores son estructuras de longitud $\lambda_g/2$, que se pueden modelar, como muchos otros resonadores, como tanques LC paralelo y pueden implementar filtros paso banda y filtros rechazo de banda [5] como los que se muestran en la figura 6.

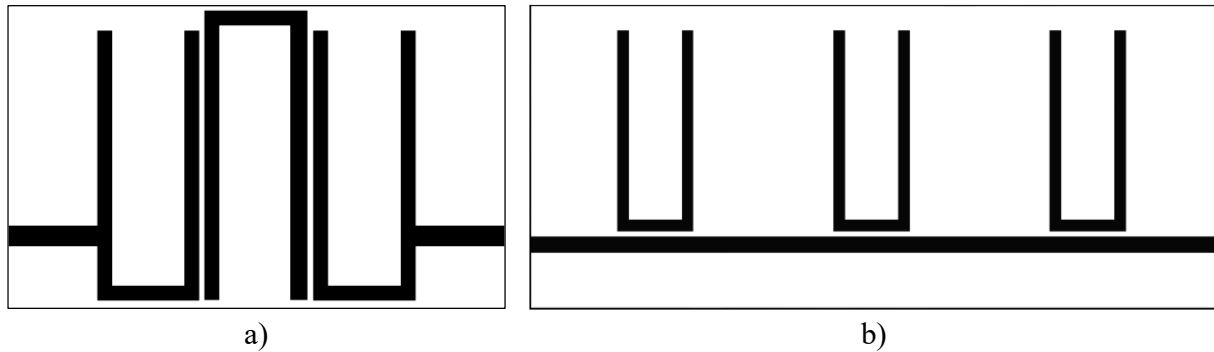


Figura 6: Ejemplos de filtros de tercer orden realizados con resonadores *hairpin*. (a) Filtro paso banda. (b) Filtro rechazo de banda

Los resonadores son determinantes en el comportamiento frecuencial del filtro. Si la señal que incide al filtro es de frecuencia igual a la frecuencia de resonancia, ocurre lo siguiente (más detalle en el Anexo B):

- Filtro paso banda: el acople entre resonadores es máximo, se consigue un flujo de señal entre los puertos.
- Filtro rechazo de banda: el acople de los resonadores a la línea es máximo, facilitando que los resonadores absorban la señal y no haya flujo de señal entre los puertos.

Si la señal incidente en cambio no presenta una frecuencia cercana a la de resonancia, el comportamiento es el inverso en ambos casos.

Como apunte, hay que tener en cuenta que estos resonadores, al no ser fabricados con elementos discretos, replicarán su resonancia en múltiplos de media longitud de onda ($\lambda/2$), lo cual puede ser un factor importante en ciertas aplicaciones que operen con varias frecuencias.

La topología seleccionada para diseñar los filtros es la de rechazo de banda, debido a su mayor simplicidad e implementación, además, resulta ser una solución más directa y robusta que el filtro paso banda para eliminar una banda concreta.

Capítulo 2: Diseño del duplexor

2.1. Teoría del duplexor

Determinados los diseños a implementar de cada elemento que forma el duplexor se puede proceder a la fase de diseño, pasando primero por la teoría que respalda el funcionamiento del dispositivo.

La matriz S de los híbridos ideales con la numeración de puertos de la figura 1 es: [1]

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

Esta matriz define el comportamiento completo de ambos híbridos (idealmente en ambas frecuencias: f_{TX} y f_{RX}), ya que son idénticos. El filtro al atenuar f_{RX} y al dejar pasar f_{TX} genera dos situaciones en las que estudiar el circuito.

Fijando la frecuencia de operación en f_{RX} , el duplexor se puede modelar tal como se muestra en la figura 7 con el objetivo de conocer la relación entre la onda incidente en el puerto 3 y la onda reflejada del puerto 2, es decir la relación RX-Antena.

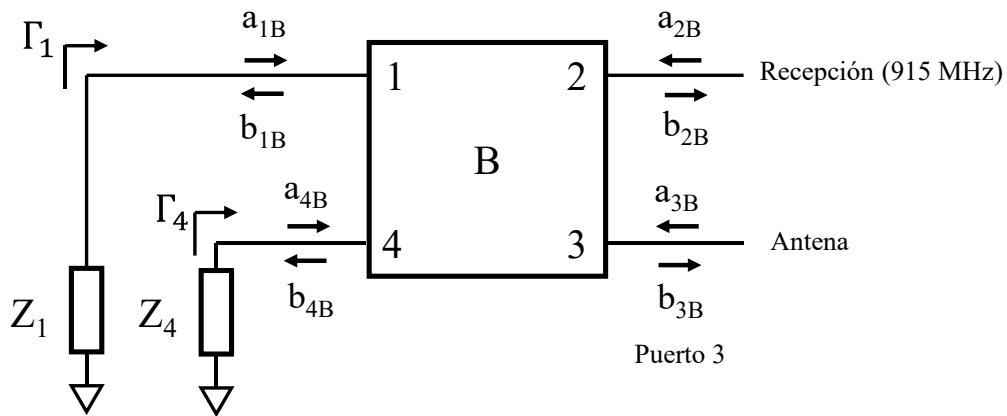


Figura 7: Esquema equivalente del duplexor operando en la frecuencia rechazada por el filtro (f_{RX})

Donde Z_n modela la impedancia del filtro en la banda rechazada y Γ_n es el coeficiente de reflexión en dichas cargas.

Por definición, la relación entre ondas incidentes y reflejadas viene dada por:

$$\begin{bmatrix} b_{1B} \\ b_{2B} \\ b_{3B} \\ b_{4B} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1B} \\ a_{2B} \\ a_{3B} \\ a_{4B} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Teniendo en cuenta que las ondas incidentes de los puertos 1 y 4 (a_{1B} y a_{4B}) equivalen a las ondas reflejadas (b_{1B} y b_{4B}) multiplicadas por el coeficiente de reflexión en las cargas Z_1 y Z_4 se obtiene:

$$a_{1B} = \Gamma_1 \cdot b_{1B} \quad (3)$$

$$a_{4B} = \Gamma_4 \cdot b_{4B} \quad (4)$$

Realizando la operación de (2) y teniendo en cuenta (3) y (4) se genera el conjunto de expresiones:

$$b_{1B} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(ja_{2B} + a_{3B}) \quad (5)$$

$$b_{2B} = -\frac{1}{\sqrt{2}}[j(b_{1B}\Gamma_1) + (b_{4B}\Gamma_4)] \quad (6)$$

$$b_{3B} = -\frac{1}{\sqrt{2}}[(b_{1B}\Gamma_1) + j(b_{4B}\Gamma_4)] \quad (7)$$

$$b_{4B} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(a_{2B} + ja_{3B}) \quad (8)$$

Sustituyendo (5) y (8) en (6) y (7) se consiguen las expresiones que relacionan directamente las ondas reflejadas y las ondas incidentes de los puertos 2 (RX) y 3 (Antena):

$$b_{2B} = \frac{1}{2}[a_{2B}(\Gamma_4 - \Gamma_1) + ja_{3B}(\Gamma_1 + \Gamma_4)] \quad (9)$$

$$b_{3B} = \frac{1}{2}[ja_{2B}(\Gamma_1 + \Gamma_4) + a_{3B}(\Gamma_1 - \Gamma_4)] \quad (10)$$

Con estas expresiones se puede conformar la matriz que relaciona ondas incidente y reflejada:

$$\begin{bmatrix} b_{2B} \\ b_{3B} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (\Gamma_4 - \Gamma_1) & j(\Gamma_1 + \Gamma_4) \\ j(\Gamma_1 + \Gamma_4) & (\Gamma_1 - \Gamma_4) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ a_{3B} \end{bmatrix} \quad (11)$$

El parámetro de importancia es el que relaciona a_{3B} con b_{2B} , por definición S_{23} , que en esta matriz se corresponde con:

$$S_{RX-Antena} = S_{23} = \frac{b_{2B}}{a_{3B}} = \frac{j}{2}(\Gamma_1 + \Gamma_4) \quad (12)$$

En (12) si se consideran los filtros idénticos ($Z_1 = Z_4 = Z$ por tanto $\Gamma_1 = \Gamma_4 = \Gamma$) se obtiene:

$$S_{RX-Antena} = j\Gamma \quad (13)$$

El resultado muestra que la señal incidente en la antena con frecuencia f_{RX} se refleja al puerto RX dependiendo del coeficiente de reflexión de las impedancias ofrecidas por el filtro en la frecuencia de rechazo. En un caso hipotético de $Z = \infty$ el coeficiente de reflexión valdría 1, lo cual indica una reflexión total hacia el puerto 2.

Ahora fijando la frecuencia de operación en f_{TX} se considera el esquema de la figura 8, con el objetivo de conocer las relaciones del puerto 1 con el 2 (TX-RX) y el 3 (TX-Antena).

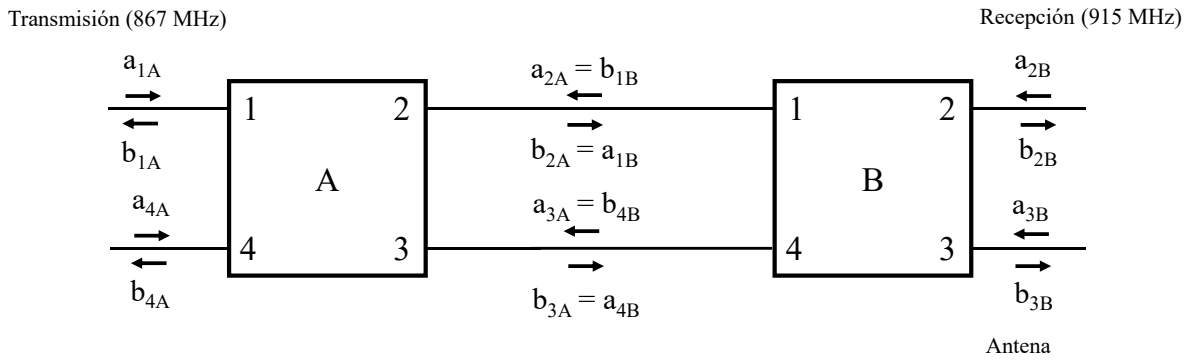


Figura 8: Esquema equivalente del duplexor operando en la frecuencia que deja pasar el filtro (f_{TX})

Como se puede observar, en este caso los filtros se consideran líneas de transmisión adaptadas que únicamente introducen desfase (θ). Es necesario destacar que esta transmisión directa, como se indica en la figura 8, implica que las ondas incidentes de los puertos 2 y 3 del híbrido A sean equivalentes a las ondas reflejadas de los puertos 1 y 4 del híbrido B, este detalle permite relacionar las ondas de interés.

De manera análoga al caso de f_{RX} se utiliza la matriz del híbrido A para extraer las expresiones que relacionan las ondas b_{nA} con las ondas a_{nA} . Al tener las expresiones se utilizan las igualdades de la figura 3 para obtener:

$$b_{1A} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(jb_{1B} + b_{4B}) \quad (14)$$

$$b_{4A} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(b_{1B} + jb_{4B}) \quad (15)$$

Sustituyendo (5) y (8) en (14) y (15) se consigue:

$$b_{1A} = ja_{3B} \quad (16)$$

$$b_{4A} = ja_{2B} \quad (17)$$

Replicando la expresión (11) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} b_{1A} \\ b_{4A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2B} \\ a_{3B} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Finalmente, los parámetros de interés son S_{12} y S_{13} :

$$S_{TX-RX} = S_{12} = \frac{b_{1A}}{a_{2B}} = 0 \quad (19)$$

$$S_{TX-Antena} = S_{13} = \frac{b_{1A}}{a_{3B}} = j \quad (20)$$

En (19) y (20) se determina qué sucede en el puerto 1 cuando se excitan el puerto 2 y 3 respectivamente. Idealmente el duplexor es un dispositivo recíproco y, como tal, estos resultados son equivalentes a realizar el estudio de las respuestas de los puertos 2 y 3 al excitar el puerto 1, lo que se traduce en $S_{12} = S_{21}$ y $S_{13} = S_{31}$.

De la teoría por tanto se concluye que:

1. De la expresión (20) se extrae que, en el momento de transmitir, la antena (puerto 3) recibe toda la señal inyectada del puerto 1, pudiendo así enviar la información teóricamente intacta con un desfase de 90° (j) además del producido por los filtros (θ).
2. De la expresión (13) se extrae que la antena al captar una señal con frecuencia f_{RX} , la señal captada por la antena (puerto 3) se redirigirá al puerto de recepción (puerto 2) en mayor o menor medida dependiendo de la atenuación ofrecida por el filtro, idealmente infinita.
3. De la expresión (19) se puede determinar que los puertos de transmisión y recepción están completamente aislados, lo que idealmente permite el funcionamiento de ambos sin que se interfieran mutuamente.

Expuesta la teoría del duplexor, el próximo paso es empezar con el diseño individual de los elementos que lo conforman.

2.2. Diseño branch-line del acoplador híbrido de 90°

Para comenzar con el diseño se debe recalcar la asignación de los puertos del híbrido, que es:

- Puerto 1: Entrada.
- Puerto 2: Directo.
- Puerto 3: Acoplado.
- Puerto 4: Aislado.

Teniendo en cuenta que las frecuencias de trabajo del duplexor son muy cercanas (exactamente las separan 48 MHz) se puede diseñar el híbrido con una frecuencia central de 867 MHz.

Para el diseño del circuito ideal, se emplean líneas de transmisión sin pérdidas (TLIN) con una frecuencia de diseño (f_0) de 867 MHz, una impedancia característica de $50\ \Omega$ (Z_0) y $35,35\ \Omega$ ($Z_0/\sqrt{2}$) y una longitud eléctrica o desfase (E) de 90° . Añadiendo posteriormente los puertos en el orden establecido se obtiene el modelo ideal de la figura 9.

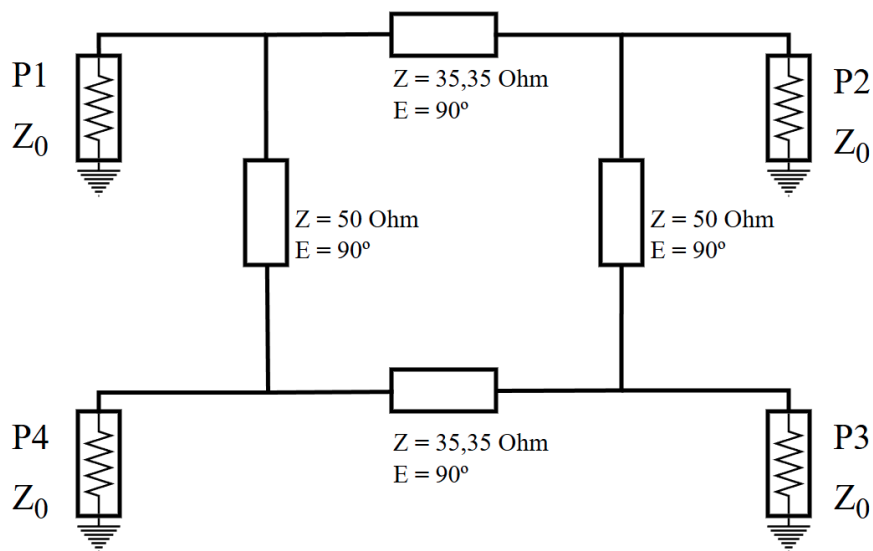


Figura 9: Esquemático ideal del híbrido branchline de 90°

Al simular los parámetros de *scattering* (parámetros S) mediante el elemento *SPARAM* se obtienen los resultados de la figura 10.

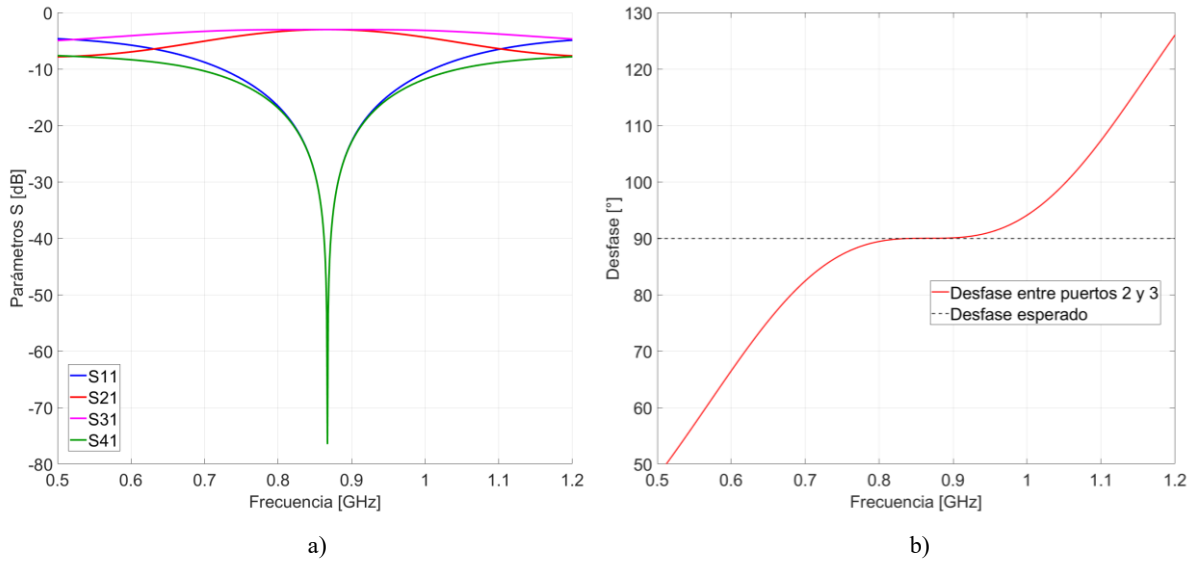


Figura 10: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido ideal. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3

Como se puede observar en la frecuencia de diseño (f_0) obtenemos el comportamiento esperado, los niveles de señal de la transmisión directa y en el puerto acoplado, S_{21} y S_{31} respectivamente, son prácticamente idénticos. Los valores del parámetro S_{11} indican que el puerto está totalmente adaptado y el parámetro S_{41} muestra un aislamiento entre los puertos 1 y 4. En cuanto al ancho de banda, se puede determinar que los puertos 2 y 3 trabajan a un nivel de señal aceptable también en 915 MHz, muy similares a los de f_0 .

En cuanto a la fase se refiere, se ha utilizado la función *unwrap* para conseguir una representación sin saltos de la fase entre los puertos 2 y 3 mediante la diferencia de desfase respecto al puerto 1. Se observa que efectivamente el desfase entre los puertos de salida es el esperado, 90° .

Una vez comprobada la funcionalidad de este primer esquema, se puede proceder al diseño del circuito equivalente con líneas microstrip sin pérdidas, el cual se implementa mediante elementos MLIN.

Para poder implementar este esquemático se debe definir primero un sustrato mediante la herramienta MSUB con las propiedades del sustrato elegido, el Rogers 3010 como se muestra en la figura 11.

MSub

MSUB
 ROGERS3010
 H=1.27 mm
 Er=10.2
 Mur=1
 Cond=1.0E+50
 Hu=1e+33 mm
 T=0 um
 TanD=0
 Rough=0 mm
 Bbase=
 Dpeaks=

Figura 11: Definición sin pérdidas del sustrato mediante MSUB

Al tratarse del caso microstrip ideal, únicamente se modificarán los parámetros que corresponden al grosor del sustrato (valor de H) y a la constante dieléctrica (valor de ϵ_r).

La principal diferencia entre el esquemático anterior y el que se va a construir ahora es que las líneas MLIN requieren dimensiones físicas para su implementación. La herramienta Linecalc es esencial, ya que proporciona estos resultados directamente al introducir los parámetros eléctricos necesarios y el sustrato utilizado, tal como se muestra en la figura 12.

The screenshot shows the Linecalc software interface with the following sections:

- Substrate Parameters:**
 - ID: MSUB_DEFAULT
 - Er: 10.200 (N/A)
 - Mur: 1.000 (N/A)
 - H: 1.270 (mm)
 - Hu: 3.9e+34 (mil)
 - T: 35.000 (um)
 - Cond: 33e90 (N/A)
 - TanD: 0.000 (N/A)
 - Rough: 0.000 (cm)
- Physical:**
 - W: 1.148180 (mm)
 - L: 33.450900 (mm)
- Synthesize / Analyze:**
 - Synthesize: [Up Arrow]
 - Analyze: [Down Arrow]
- Electrical:**
 - Z0: 50.000 (Ohm)
 - E_Eff: 90.000 (deg)
- Calculated Results:**
 - K_Eff = 6.678
 - A_DB = 0.000
 - SkinDepth = 0.000
- Diagram:** A schematic of a microstrip line on a substrate, showing width (W) and length (L).

Figura 12: Herramienta Linecalc con las dimensiones para las líneas de 50 Ω y 90°

Con este cálculo se obtiene el ancho (W) y el largo (L) del de las líneas de 50 Ω y 90°. Al ser necesarias líneas con distintas impedancias, en este caso de 35,35 Ω , se repite el proceso para determinar los parámetros físicos de las pistas, mediante la misma herramienta Linecalc.

Finalmente, asignando las dimensiones a las líneas MLIN y añadiendo los puertos correspondientes se obtiene la figura 13 y mediante la simulación de este modelo se obtiene la figura 14.

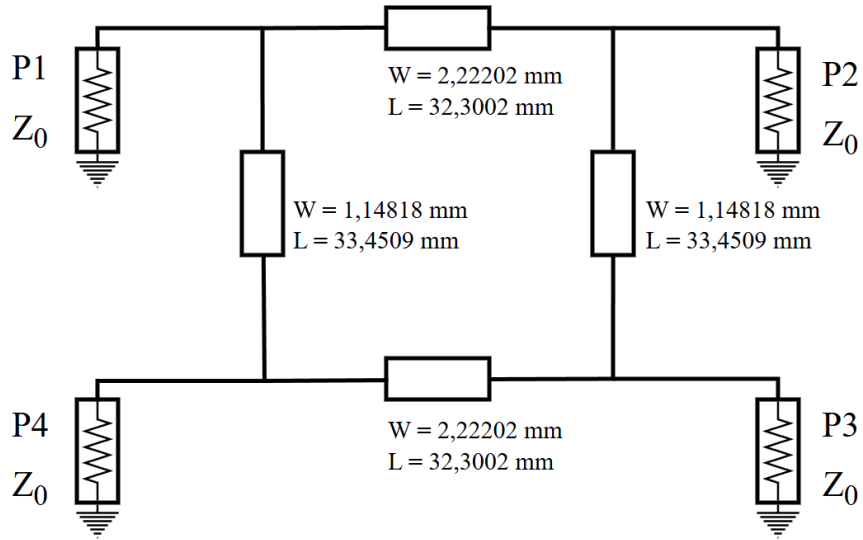


Figura 13: Esquemático del híbrido de 90° branchline con microstrip sin pérdidas

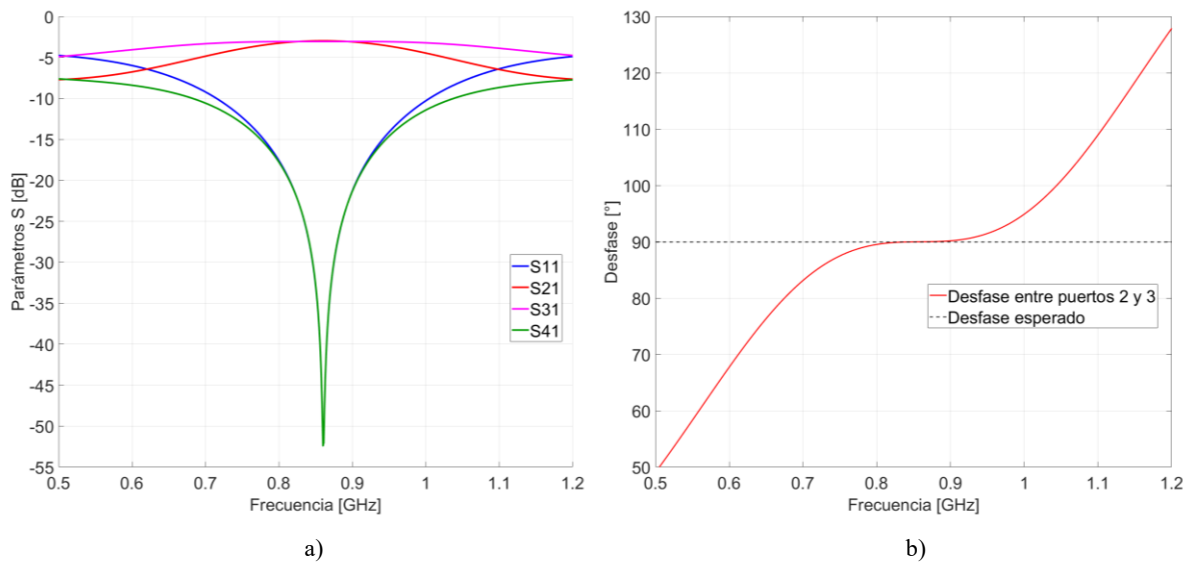


Figura 14: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido microstrip sin pérdidas. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3

Se puede observar que el comportamiento general se ha mantenido prácticamente igual que en el esquemático anterior, con la pequeña diferencia que el valle de los parámetros S_{41} y S_{11} se ha desplazado ligeramente hacia frecuencias más bajas, lo cual ha provocado peor aislamiento del puerto 4 y peor adaptación del puerto 1.

En cuanto a la fase, existe un mínimo desvío respecto a los 90° ideales, algo prácticamente imperceptible que no afecta al funcionamiento del circuito.

Con estos resultados se ha comprobado que el circuito se mantiene funcional en tecnología microstrip, por lo tanto, se añaden las pérdidas para observar cómo afectan a los niveles de señal.

Con el fin de añadir las pérdidas, se debe considerar qué elementos introducen pérdidas en el circuito, y, al tratarse de un circuito pasivo y recíproco no presenta elementos añadidos que aporten pérdidas, sino que vienen dadas por el conductor y el sustrato, debido a que el conductor tiene una conductividad finita y el sustrato no es un aislante perfecto.

Estos fenómenos se plasman en el circuito mediante las herramientas *MSUB* y *Linecalc*, específicamente modificando las variables que representan el grosor del conductor (T), la conductividad del conductor ($Cond$) y la tangente de pérdidas ($TanD$), como se muestra en la figura 15.

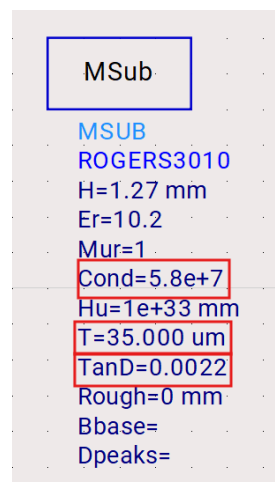


Figura 15: Adición de las pérdidas al circuito

Donde la conductividad es la del cobre ($5,8 \cdot 10^7$ S/m), la tangente de pérdidas es la especificada del sustrato (0,0022) y el grosor es el de la capa de cobre que recubre ambas caras del sustrato ($35 \mu\text{m}$).

Al introducir las pérdidas, las dimensiones físicas de las pistas microstrip van a variar ligeramente, por lo tanto, se van a recalcular antes de la simulación, resultando en el esquemático de la figura 16.

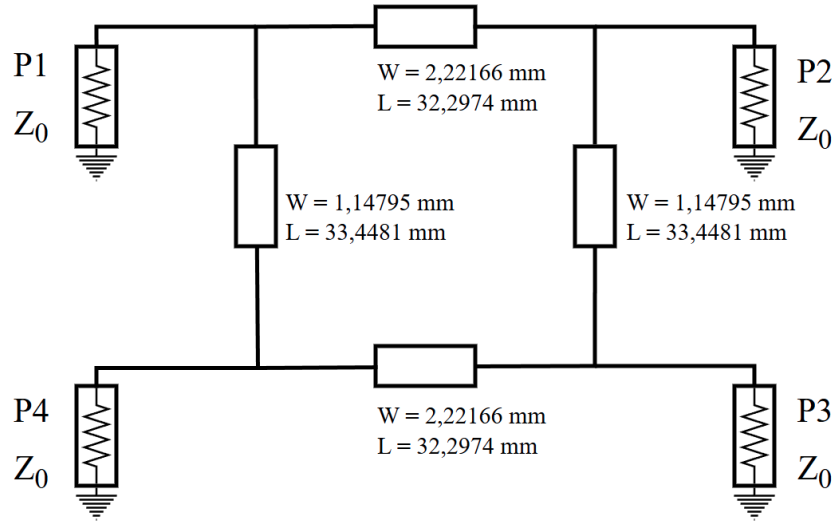


Figura 16: Esquemático del híbrido de 90° añadiendo las pérdidas al sustrato y conductor

Simulando ahora los parámetros S, se obtienen los resultados de la figura 17.

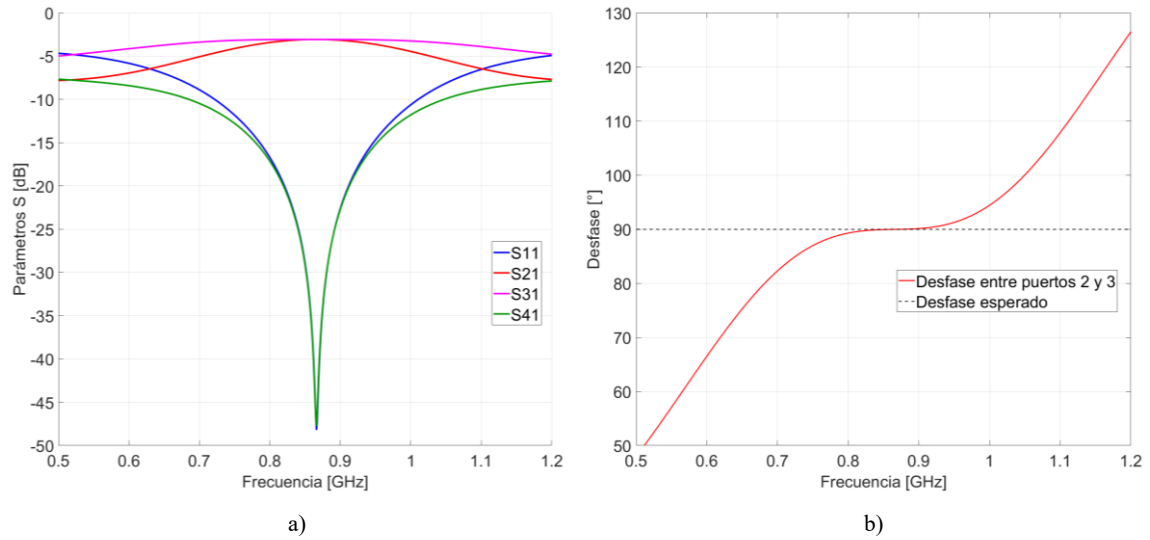


Figura 17: Resultados de la simulación de parámetros S del híbrido microstrip con pérdidas. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3

Se puede determinar mediante los resultados que la introducción de las pérdidas no ha afectado en gran medida a la respuesta frecuencial del circuito, ni en cuanto a magnitud ni en cuanto a fase, ya que en ambos casos se mantienen valores muy cercanos a los observados anteriormente.

Se ha comprobado por lo tanto que en cualquiera de los casos tratados en los esquemáticos el híbrido es completamente viable, como consecuencia se va a pasar al diseño del layout para su posterior simulación electromagnética.

2.2.1. Diseño del layout del híbrido de 90°

El layout es la traducción de los esquemas eléctricos presentados en el apartado anterior a la implementación en tecnología microstrip, con lo cual, ahora se va a utilizar Momentum, un simulador electromagnético de tecnología planar, con tal de conformar el circuito que posteriormente se fabricará.

El primer paso para trabajar con Momentum es definir un sustrato. Al haber comprobado en el apartado anterior que el híbrido es relativamente robusto al introducir las pérdidas, se van a añadir directamente en la simulación electromagnética mediante el editor de sustratos, como se muestra en la figura 18. Al tratarse además de una tecnología microstrip estándar, no se necesitan mapear capas de conductor adicionales ni vías.

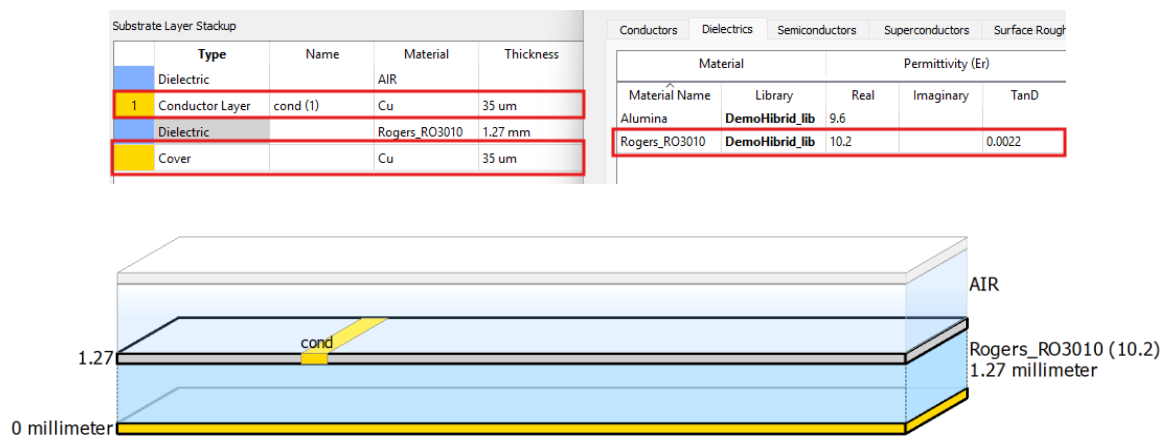


Figura 18: Definición del sustrato con pérdidas para Momentum y estructura microstrip resultante

El siguiente paso es trasladar las medidas de las pistas al layout, para esta tarea existen dos opciones, una de ellas es mediante la herramienta automática que proporciona ADS, la alternativa es utilizar las líneas de construcción de Momentum para definir las pistas. Para este caso se va a utilizar el método manual, aunque el resultado no debería verse afectado en gran medida por el método utilizado.

Para utilizar estas líneas de construcción se va a emplear una capa no utilizada por el layout del híbrido, como por ejemplo la del dieléctrico. El siguiente paso es añadir, mediante la herramienta de dibujo de rectángulos, las pistas de conductor que conforman el híbrido además de los puertos (en el orden correcto) resultando en la figura 19.

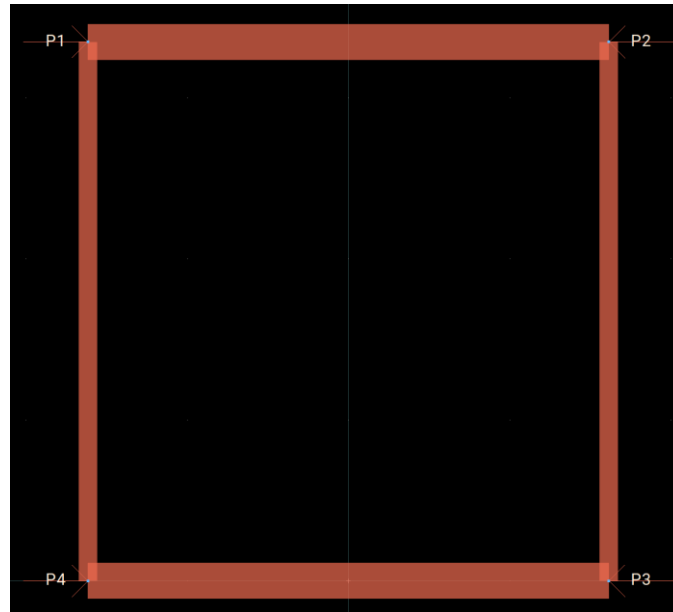


Figura 19: Layout del híbrido con puertos

Para proceder con la simulación electromagnética se debe definir un archivo de configuración de la simulación, el cual ADS denomina como *emSetup*.

Los ajustes esenciales de esta configuración son el tipo de barrido y el rango frecuencial, ya que determinan la precisión de las simulaciones obtenidas. Finalmente se ajusta la calibración de los puertos a TML, ya que es el más adecuado para el uso de líneas de transmisión, ya que cuenta con pocos efectos parásitos.

De la simulación realizada se obtienen unas gráficas muy similares a las resultantes de los modelos eléctricos, únicamente se observa un desplazamiento de los valles de S_{11} y S_{41} . Al no presentar diferencias más allá del desplazamiento se continúa con el proceso de diseño.

Comprobado el funcionamiento del diseño planar del híbrido, el siguiente paso es afinarlo con tal de poder fabricarlo, para ello, se van a añadir líneas de acceso para los puertos además de suavizar los ángulos rectos que se encuentran en las esquinas del híbrido, ya que pueden provocar pérdidas por radiación.

Las líneas añadidas son líneas de $50\ \Omega$ de una longitud de 1 cm aproximadamente para poder soldar los conectores con cierta facilidad. El suavizado de los bordes se soluciona simplemente con la herramienta de polígonos. Ambos cambios se muestran en la figura 20, usando como ejemplo el puerto 1.

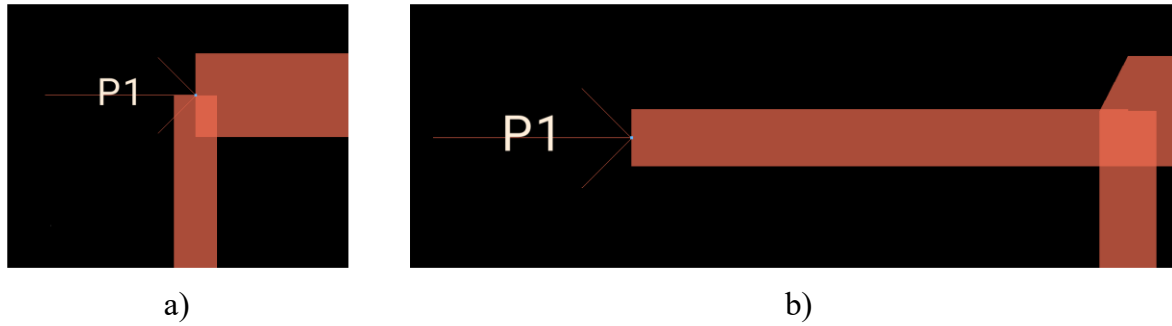


Figura 20: Ajustes del layout para la fabricación. (a) Antes. (b) Después

Para afinar los resultados finales se puede activar la opción *Edge mesh* en la configuración de la simulación, lo que añade precisión. Una vez activada esta opción, se repite la simulación, que resulta en el gráfico de la figura 21.

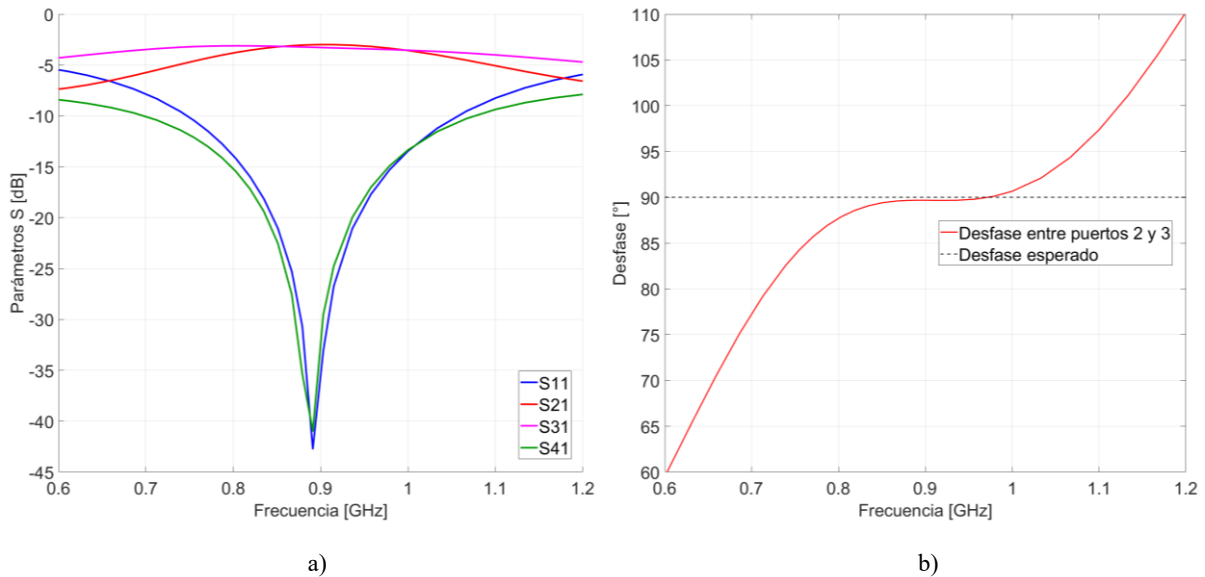


Figura 21: Resultados del layout con Edge mesh. (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3

Las frecuencias de interés mantienen un nivel muy cercano a -3 dB en los parámetros S_{21} y S_{31} . En el caso de la adaptación (S_{11}) se ha degradado al trabajar con el simulador electromagnético y las pérdidas, pero aún presenta valores aceptables y un puerto aislado (S_{41}) que también se ha visto degradado ligeramente respecto a simulaciones anteriores.

En cuanto al desfase entre los puertos de salida, se distingue claramente que está levemente por debajo de los 90° , una mínima desviación que no afecta de manera notable a la función del circuito.

Con estos resultados se concluye que el traslado del modelo eléctrico al modelo electromagnético ha sido satisfactorio. Para poder medirlo, es necesario fabricar un prototipo.

2.2.2. Fabricación, resultados medidos y comparación del híbrido de 90°

Para el apartado de la fabricación, se encuentran dos principales métodos empleados para los prototipos microstrip, siendo estos el fresado y el ataque químico (o fotolitografía).

La fabricación con fresado es una técnica sustractiva de cobre, en la cual, partiendo de un sustrato recubierto por cobre por ambas caras, se utilizan taladros de diferentes tamaños para extraer el cobre y acabar formando el circuito. Este proceso se realiza mediante una fresadora y un software, el cual recibe la información de las diferentes capas del layout (conductores, agujeros, capa de corte...) proveniente de ADS en este caso mediante los ficheros *Gerber* comentados.

Por otra parte, se encuentra la fabricación mediante ataque químico, el cual también es un proceso sustractivo que consta de diversos pasos con tal de acabar dibujando el layout deseado, los cuales incluyen la impresión de una resina fotoresistiva, la colocación de una máscara que contiene las pistas, la exposición a luz ultravioleta y finalmente el revelado. A pesar de ser un proceso más complejo que el de fresado, es perfectamente viable para la construcción de placas prototipo.

Para la fabricación de todos los elementos que se muestren en este proyecto se va a utilizar la técnica de fresado, ya que aporta más agilidad para pasar de los ficheros simulados a fabricar los prototipos. El modelo de la fresadora utilizada que se muestra en la figura 22 es *LPKF ProtoMat H100*.

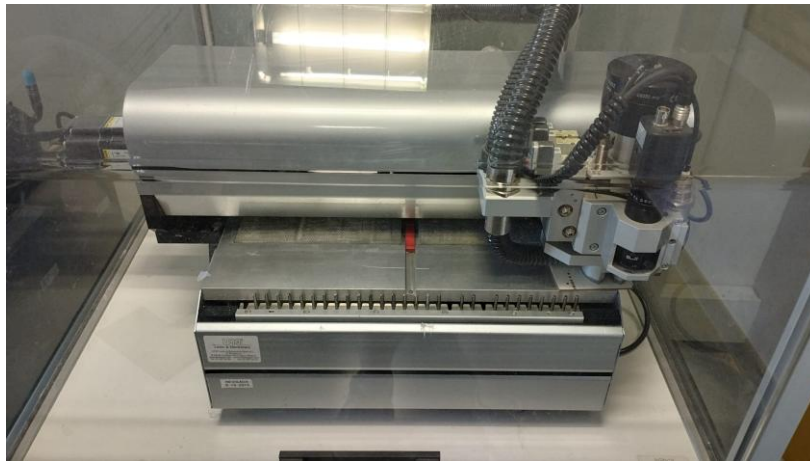


Figura 22: Fresadora utilizada en la fabricación del proyecto

El siguiente paso una vez fabricado el circuito mediante el proceso comentado, es soldar los conectores SMA, en este caso con una soldadura convencional de estaño, resultando en el circuito de la figura 22.

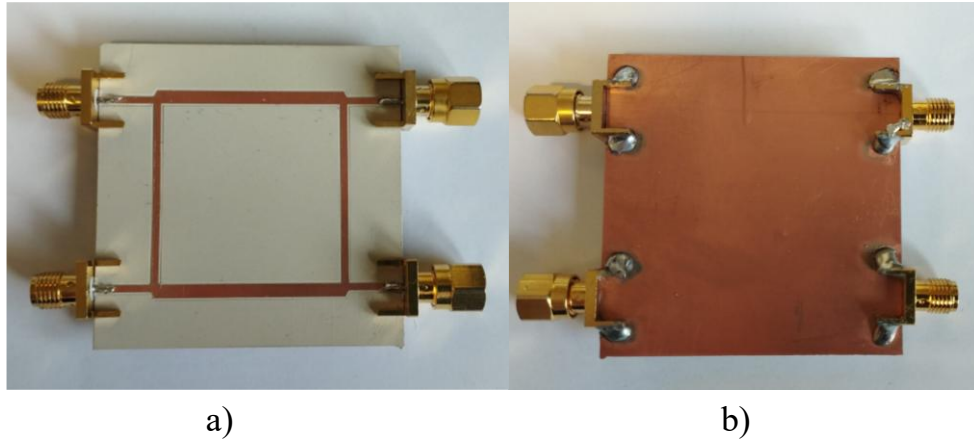


Figura 23: Híbrido de 90° fabricado. (a) Capa de conductor superior. (b) Plano de masa

Con los puertos soldados, el siguiente paso es medir el circuito mediante un VNA (*Vectorial Network Analyzer*), un equipo de pruebas capaz de medir y analizar las características de los dispositivos fabricados. Usualmente se usa para circuitos de radiofrecuencia y, en este caso, se va a utilizar para extraer los parámetros S del híbrido.

Antes de poder realizar las medidas, se debe establecer el rango frecuencial de interés y el número de puntos de la medida, y, después, calibrar correctamente el equipo ya que los cables que conectan el circuito al VNA introducen atenuación y cambios de fase que, claramente, afectan a las medidas tomadas. Para solucionar esto se pueden utilizar dos métodos distintos, la calibración manual, también conocida como método OSLT (*Open, Short, Loaded y Through*) que consiste en utilizar cargas de circuito abierto, cortocircuito, carga adaptada y una conexión entre los cables del VNA con tal de proporcionar una referencia precisa. El segundo método, más sencillo, es utilizar una calibración automática mediante un calibrador electrónico externo, cuyo único inconveniente es que está limitado en frecuencia. Para el caso de este trabajo es plenamente válido y es el método elegido para calibrar las mediciones.

El calibrado automático se realiza mediante las opciones del propio VNA (*Response > Calibration Wizard > Use Electronic Calibration*), a continuación, se debe especificar el modelo de calibrador utilizado y la cantidad de puertos de la red, para finalmente, terminar con la calibración. El calibrador utilizado es el modelo N7554A de *Keysight*, con un rango de trabajo de hasta 18 GHz.



Figura 24: Montaje para la medida del híbrido

A pesar de que el híbrido es una red de cuatro puertos (figura 23), el VNA utilizado tiene problemas con algunos de los cables, debido a esto, se van a medir dos puertos mientras que los otros dos se van a cargar con una carga de $50\ \Omega$, es decir, van a estar completamente adaptados.

Al obtener las medidas en el VNA, el siguiente paso es guardarlas como archivo *Touchstone*, un tipo de archivo que nos permite importar los parámetros S de la medida a otros programas, como el propio ADS (mediante *DataItems*) o MATLAB, para realizar comparaciones o procesado.

La librería *RF Toolbox* aporta funciones y expresiones que facilitan la importación y representación de los datos, mediante *Data File Tools* de ADS y un script de MATLAB (Anexo A) se puede comparar simulación con medida experimental tal como se muestra en la figura 24.

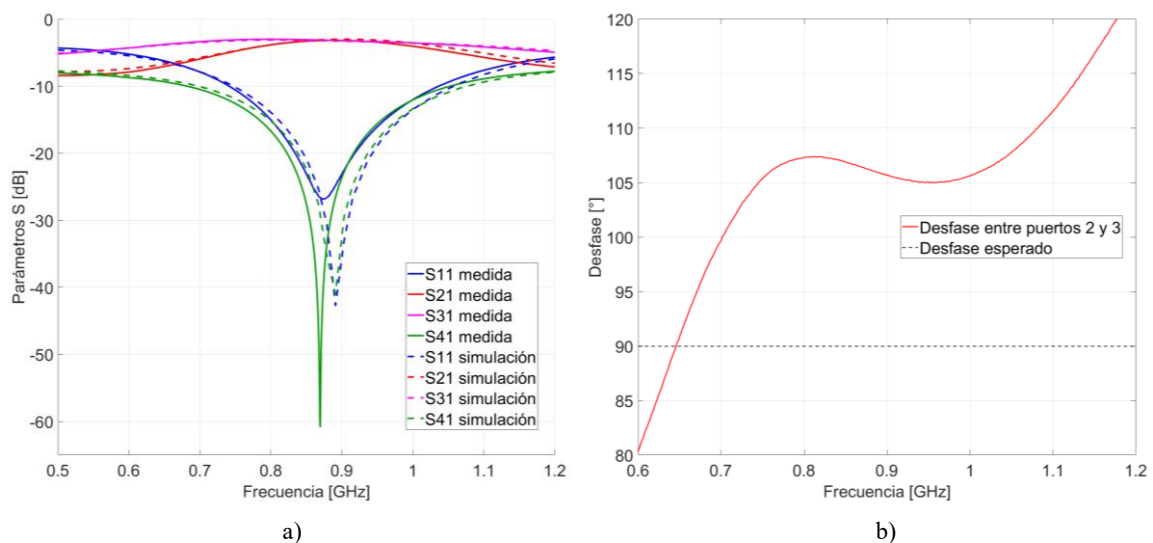


Figura 25: Comparación entre los resultados medidos en el laboratorio (línea sólida) y la simulación electromagnética (línea discontinua). (a) Magnitud. (b) Desfase entre los puertos 2 y 3

Al comparar los resultados obtenidos se puede observar que en gran parte del rango frecuencial escogido las gráficas son muy similares, destacan en este aspecto las gráficas del parámetro S_{21} y S_{31} cerca de la frecuencia de diseño. Respecto a las frecuencias f_{TX} y f_{RX} , se observan valores muy cercanos a los simulados en los parámetros S_{21} y S_{31} . Por otra parte, se observa una zona en la que las gráficas simuladas y medidas difieren, siendo la primera los valles de los parámetros S_{11} y S_{41} , donde las medidas realizadas con el VNA están más cerca de la frecuencia de diseño, lo que hace que se parezca más a las simulaciones ideales realizadas.

En cuanto al desfase se encuentra una mayor diferencia entre la simulación y la medida experimental, pasando de aproximadamente 89° a 105° , una desviación que se encuentra dentro de lo esperable al pasar a un prototipo real. Esta observación puede deberse a diferentes motivos, entre ellos las tolerancias de fabricación y desviaciones en los parámetros de los materiales.

De igual manera, el funcionamiento del híbrido no se ve comprometido y se verifica que la transmisión de potencia es la esperada.

2.3. Diseño layout del filtro rechazo de banda

Después de determinar la topología del filtro, el próximo paso es diseñar los resonadores para posteriormente aplicar las ecuaciones de diseño y estudiar qué orden y rizado son adecuados para cumplir los requisitos establecidos. Para diseñar un resonador estilo *hairpin*, es necesario construir una pista en forma de “U” con una longitud total de aproximadamente $\lambda_g/2$, en 915 MHz. En cuanto a la impedancia, las líneas que conforman el resonador tienen la misma impedancia característica que la línea que conecta los puertos, $Z_0 = 50 \Omega$.

Para el diseño se va a emplear un layout como el de la figura 26, que sirve para ajustar lo máximo posible la frecuencia de resonancia.

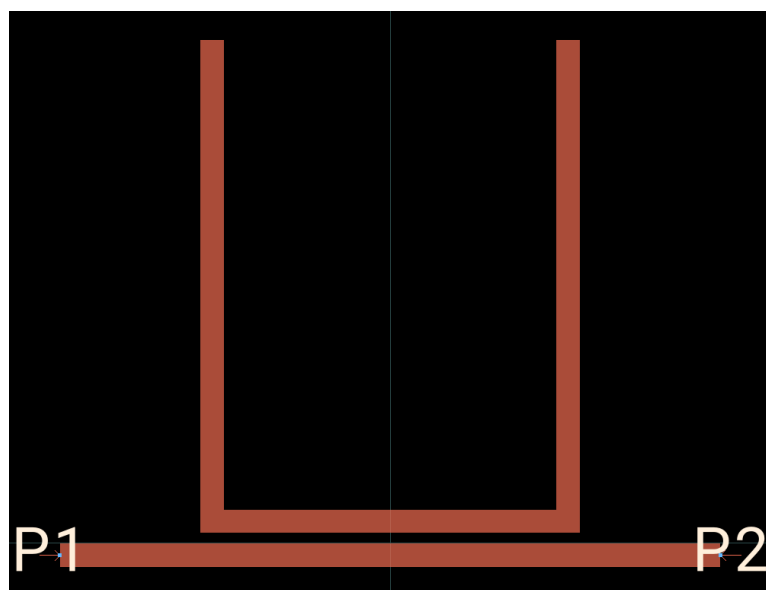


Figura 26: Layout para el diseño del resonador hairpin

El circuito de la figura anterior muestra un mínimo en el parámetro S_{21} en la frecuencia de resonancia, por tanto, se puede modificar la longitud total del resonador para desplazarlo a la frecuencia deseada. Es importante destacar que, al introducir las pérdidas, la frecuencia de resonancia puede verse afectada, y si es necesario, las dimensiones del resonador pueden ser ajustadas.

Siguiendo con el diseño del filtro, para trasladar los coeficientes g normalizados en las tablas de prototipos paso bajo a la topología microstrip escogida, se utilizan las siguientes ecuaciones [5]:

$$\left(\frac{Y_U}{Y_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}} \quad (21)$$

$$\frac{b_i}{Y_0} = \left(\frac{Y_U}{Y_0}\right)^2 \frac{g_0}{g_i \Omega_c FBW} \quad \text{para } i = 1 \text{ a } n \quad (22)$$

$$\left(\frac{b}{Y_0}\right) = \frac{f_0}{2\Delta f_{-3dB}} \quad (23)$$

Donde b_i son los parámetros de la curva de susceptancia de los resonadores, Y_0 es la admitancia característica, Y_U es la admitancia de los segmentos de línea entre los resonadores, FBW es el ancho de banda fraccional, Ω_c es la frecuencia angular central normalizada y g_i son los parámetros tabulados del prototipo paso bajo. Las ecuaciones (21) y (22) proporcionan la susceptancia a conseguir con cada resonador en el layout (para simplificar el cálculo se asume que $Y_U = Y_0 = 1/Z_0 = 1/50$). Una vez extraídos los valores de susceptancia teóricos, la ecuación (23) es capaz de relacionarlos con la separación resonador-línea (S) a través de simulaciones electromagnéticas del layout, variando dicha separación y midiendo el ancho de banda a un nivel de atenuación de 3 dB. Realizando las simulaciones y trasladando las ecuaciones a un script de MATLAB (Anexo A), se consiguen las gráficas que indican qué separación resonador-línea implementa la susceptancia deseada, como las que se muestran en la figura 27.

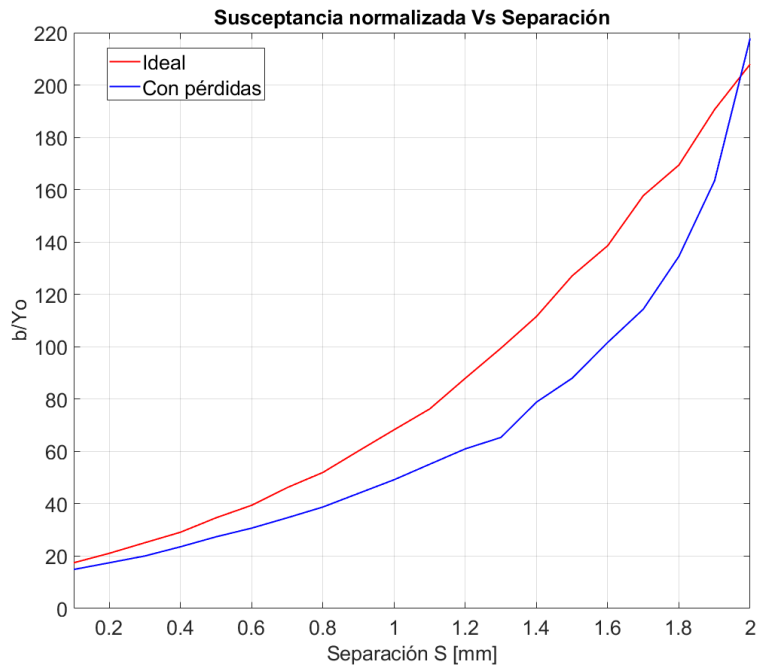


Figura 27: Curvas susceptancia normalizada Vs. Separación S

Por tanto, únicamente queda hacer pruebas con el ancho de banda, orden y rizado del filtro. Al haber seleccionado una aproximación Chebyshev (apartado 1.5), es esencial que el orden del filtro sea impar, debido a que el último de los valores tabulados (g_{n+1}) siempre es igual a 1, un detalle que ayuda a evitar problemas de adaptación. El orden también influye en el espacio que ocupa el filtro, el cual debe ser reducido. En cuanto al rizado, interesa que sea pequeño, para evitar comprometer la atenuación de la frecuencia central además de no añadir atenuación por el rizado fuera de la banda eliminada.

Manteniendo estos criterios, y después de pruebas iterativas, la elección final es un filtro de orden 3 y rizado 0,1 dB, ya que, es un orden impar, relativamente compacto y tiene un rizado reducido. Una vez escogido el filtro, resta definir el ancho de banda fraccional, el cual interesa que sea el mínimo posible, por ejemplo, un 1%, dado que las frecuencias de operación son muy cercanas.

Por tanto, los valores quedan como:

- Tabla n = 3, rizado 0,1 dB: $g_0 = g_4 = 1$; $g_1 = g_3 = 1,0316$; $g_2 = 1,1474$.
- Ancho de banda fraccional (FBW) = $\frac{920 \cdot 10^6 - 910 \cdot 10^6}{915 \cdot 10^6} = 0,0109$.
- Admitancia característica $Y_0 = Y_U = 1 / Z_0 = 1/50$.

Con todos los parámetros del filtro definidos se utilizan las ecuaciones (21) y (22) para encontrar la susceptancia de los tres resonadores, obteniendo entonces:

$$\left(\frac{Y_U}{Y_0}\right)^2 = \frac{1}{1 \cdot 1} = 1 \quad (24)$$

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{b_3}{Y_0} = 1 \cdot \frac{1}{1,0316 \cdot 1 \cdot 0,01} = 88,695 \quad (25)$$

$$\frac{b_2}{Y_0} = 1 \cdot \frac{1}{1,1474 \cdot 1 \cdot 0,01} = 79,744 \quad (26)$$

Ahora se buscan estos valores en la curva extraídas de la ecuación (23).

Sin pérdidas:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{b_3}{Y_0} \rightarrow S = 1,206 \text{ mm} \quad (27)$$

$$\frac{b_2}{Y_0} \rightarrow S = 1,129 \text{ mm} \quad (28)$$

Con pérdidas:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{b_3}{Y_0} \rightarrow S = 1,505 \text{ mm} \quad (29)$$

$$\frac{b_2}{Y_0} \rightarrow S = 1,409 \text{ mm} \quad (30)$$

Encontradas las separaciones, se procede a plasmar el diseño en el editor de layouts, manteniendo una separación entre los resonadores de $\lambda_g/4$ (31,6 mm), lo cual conlleva que la línea principal tenga una longitud total de 126 mm, resultando el layout de la figura 28.

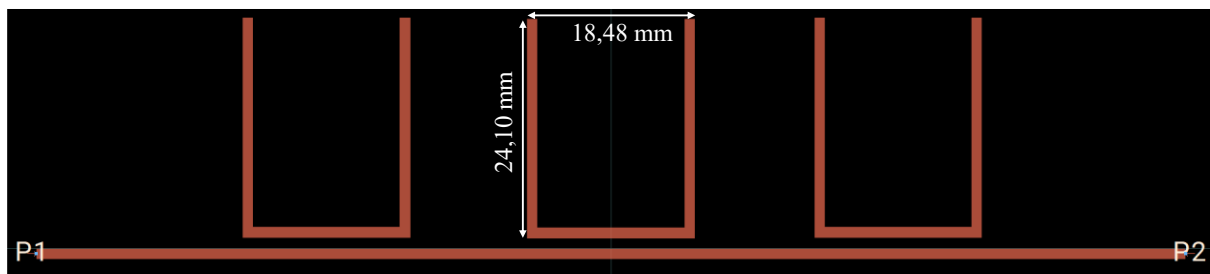


Figura 28: Layout ideal del filtro rechazo de banda de tercer orden (915 MHz) con dimensiones del resonador

La diferencia entre considerar pérdidas y no hacerlo es prácticamente imperceptible a nivel de layout y se manifiesta más notablemente en los resultados simulados así que se van a mostrar directamente en la figura 29.

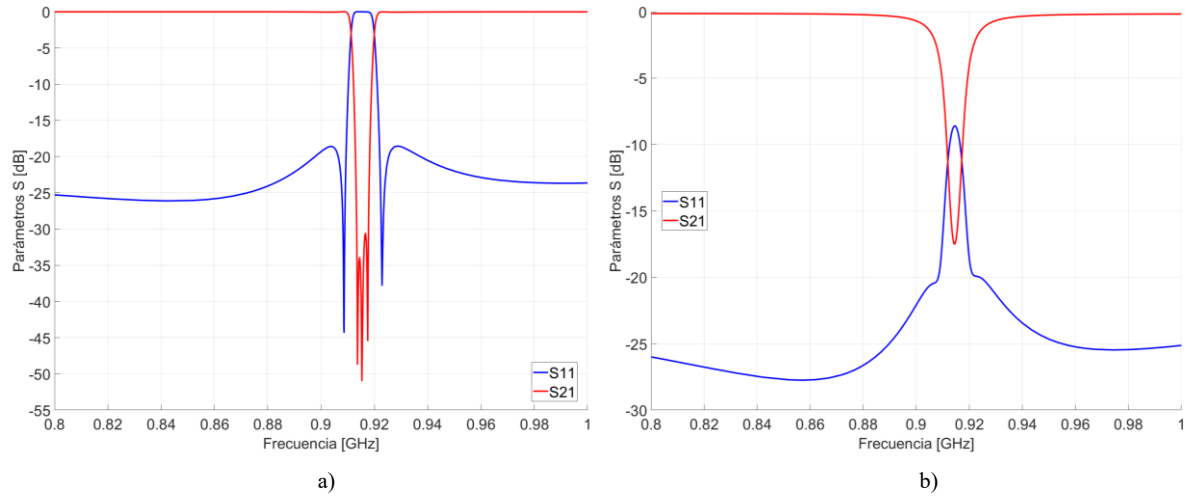


Figura 29: Simulaciones del filtro rechazo de banda. (a) Ideal. (b) Con pérdidas

Como se puede observar en la figura anterior, los requisitos definidos se cumplen con creces con el filtro implementado en la simulación ideal. Al introducir las pérdidas se degradan notablemente todas las prestaciones encontradas en la simulación ideal, y para poder evaluar el impacto real, es útil calcular la unitariedad, la cual se refiere a la conservación de potencia en un circuito pasivo y sin pérdidas, que se define como:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (31)$$

Esta igualdad siempre equivale aproximadamente a 1 ya que la potencia incidente no se disipa de ningún modo. Al introducir las pérdidas, la potencia incidente tiene medios para disiparse (conductor, dieléctrico y radiación), con lo que esta igualdad será menor que uno y su desviación cuantifica el impacto de las pérdidas en el diseño. Mediante la magnitud de los parámetros S_{11} y S_{21} se calcula la unitariedad en las frecuencias de interés, obteniendo los valores:

- Unitariedad en la simulación ideal:
 - 915 MHz: 0,996.
 - 867 MHz: 1.
- Unitariedad en la simulación con pérdidas:
 - 915 MHz: 0,155.
 - 867 MHz: 0,960.

Se puede observar que la mayor desviación corresponde con la frecuencia central de la banda eliminada, lo cual sugiere que un ancho de banda excesivamente estrecho está causando un incremento de las pérdidas, que se refleja en la respuesta frecuencial del filtro. Para confirmar esta hipótesis se va a aumentar el ancho de banda fraccional. Este cambio se debe hacer considerando en todo momento si la susceptancia necesaria está dentro del rango de la curva susceptancia-separación (con pérdidas), debido a que un aumento del FBW conlleva un decremento en los valores b_1 , b_2 y b_3 .

Mediante pruebas en el script de MATLAB, se consigue un ancho de banda fraccional para el cual las susceptancias de los resonadores son viables, siendo este ahora del 4,37%. Volviendo a hacer los cálculos se encuentra que los valores b_i , y como consecuencia de S (con pérdidas) son los siguientes:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{b_3}{Y_0} = 22,169 \rightarrow S = 0,415 \text{ mm} \quad (32)$$

$$\frac{b_2}{Y_0} = 19,931 \rightarrow S = 0,341 \text{ mm} \quad (33)$$

Comparando las separaciones resultantes con (29) y (30) se observa una disminución considerable pero aún resultan ser fabricables. Finalmente, el último paso es trasladar estos nuevos parámetros al layout, de cuya simulación se obtiene la figura 30.

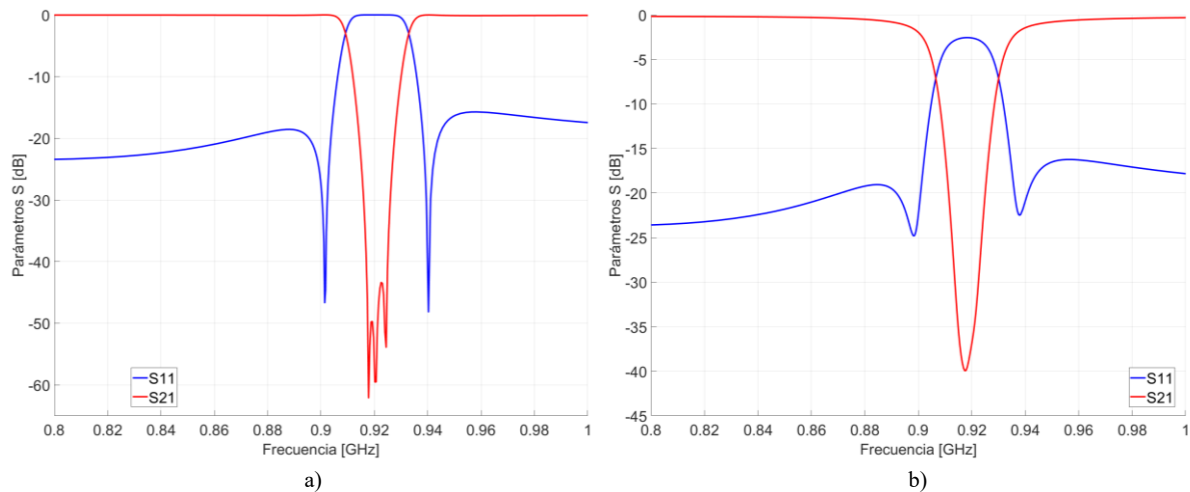


Figura 30: Simulaciones del filtro rechazo de banda con el ancho de banda modificado a 4,37%. (a) Ideal. (b) Con pérdidas

Con la figura anterior se puede comprobar que la respuesta del filtro, al haber modificado el ancho de banda se empeora ligeramente el valor del S_{11} en 867 MHz y se ha desplazado el mínimo de atenuación a frecuencias cercanas a 920 MHz. En cuanto a la simulación con pérdidas, a pesar de la notable degradación, es más coherente con la simulación ideal.

Para evidenciar la mejora entre los dos filtros en el caso de considerar pérdidas, se va a recurrir a calcular la unitariedad de nuevo:

- Unitariedad del filtro con ***FBW* = 1%**:
 - 915 MHz: 0,155.
 - 867 MHz: 0,960.
- Unitariedad del filtro con ***FBW* = 4,37%**:
 - 915 MHz: 0,539.
 - 867 MHz: 0,934

El valor de la unitariedad confirma por lo tanto que el aumento en el ancho de banda ha mejorado la respuesta del filtro en el caso de evaluar las pérdidas, que, a partir de este punto será el caso principal que tratar.

2.3.1. Optimización de las dimensiones y respuesta frecuencial

A partir del filtro conseguido al final del apartado anterior se va a realizar un proceso de optimización, tanto a nivel geométrico como a nivel de respuesta frecuencial. El principal motivo es minimizar el espacio ocupado por el filtro en el layout del duplexor completo, para este fin, se van a emplear dos técnicas: la miniaturización de los resonadores [6] y un estudio paramétrico.

El punto de inicio del proceso de miniaturización es el resonador *hairpin* ya utilizado, el cual va a someterse a un cambio geométrico para reducir su tamaño. Este cambio se basa en plegar las líneas que conforman el resonador sobre sí mismo, manteniendo así la longitud del resonador anterior ($\lambda_g/2$) y ocupando menor espacio en el sustrato. Con el nuevo resonador se repite el proceso de simulaciones y medidas utilizado en la realización del filtro anterior, con lo que se obtienen las separaciones (*S*) correspondientes para implementarlo con la nueva estructura, obteniendo el layout de la figura 31.

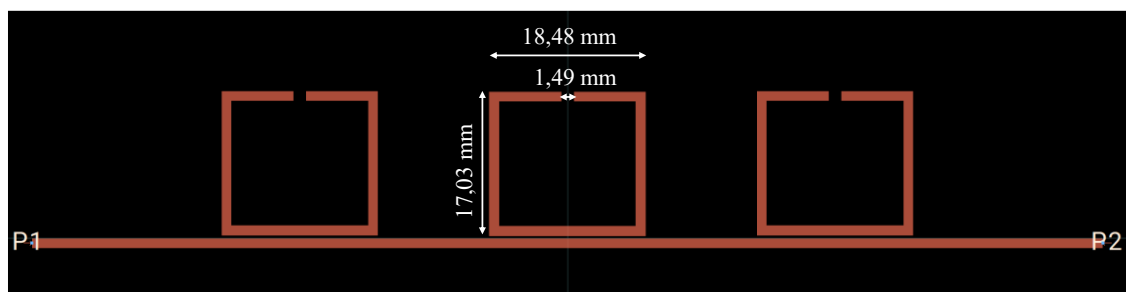


Figura 31: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “Square”

Comparando las áreas (individuales) de los resonadores, esta se reduce de 4,45 cm² a 3,14 cm², lo que corresponde con una reducción del 29,32%. Se muestra su simulación en la figura 32.

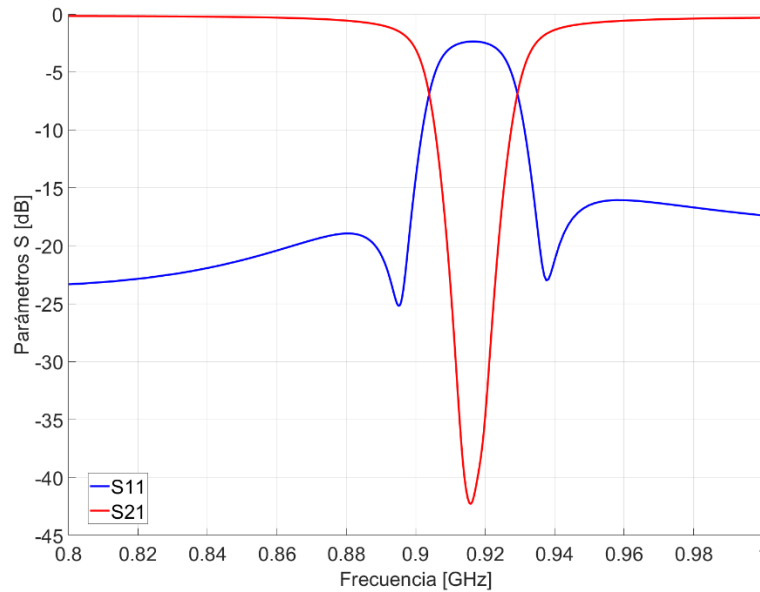


Figura 32: Respuesta frecuencial con pérdidas del filtro con los resonadores “Square”

La simulación indica que el proceso de reducción de los resonadores no ha afectado al comportamiento general del filtro, de cualquier forma, para asegurar de manera objetiva este hecho, se va a recurrir al cálculo de la unitariedad una vez más:

- Unitariedad en 915 MHz: 0,576
- Unitariedad en 867 MHz: 0,928

Analizando los resultados, el nuevo filtro presenta una leve mejora en los 915 MHz, mientras que para los 867 MHz muestra una pequeña disminución. Estos valores confirman por lo tanto que el filtro es muy similar al anterior en lo que unitariedad se refiere.

Pese a la reducción del área y del correcto funcionamiento del resonador, con el propósito de disminuir más sus dimensiones físicas, se va a realizar un segundo pliegue manteniendo la longitud original. Una vez más al obtener el nuevo resonador, se repite el proceso de simulación y medida para obtener las separaciones S . En este caso las separaciones están por debajo de la resolución de la fresadora que se utiliza para fabricar, dada esta circunstancia, los tres resonadores se van a colocar a 0,25 mm de la línea principal. El layout resultante se presenta en la figura 33.

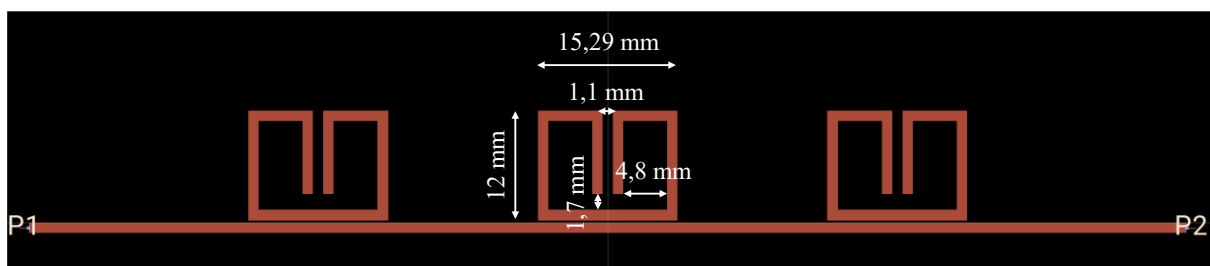


Figura 33: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “Folded arms”

Comparando el área del primer resonador con este último, se observa una reducción de 4,45 cm² a 1,83 cm², que corresponde con una reducción del 58,9%. A continuación, se muestra su simulación en la figura 34.

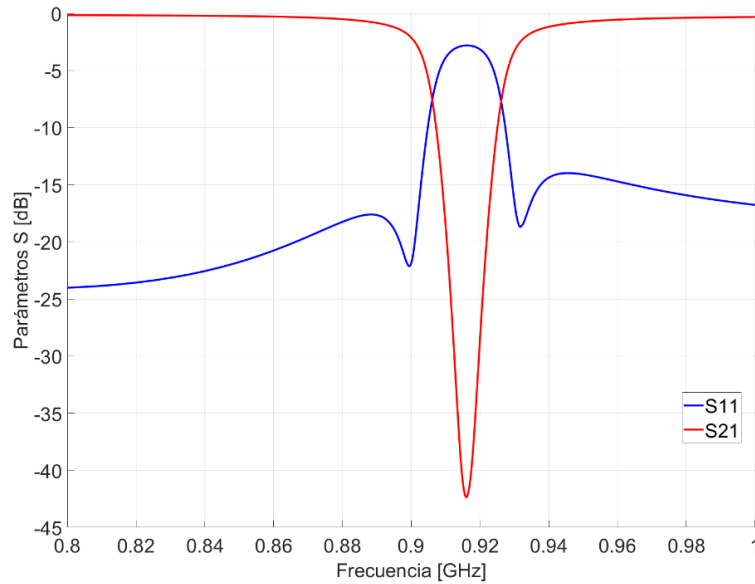


Figura 34: Respuesta frecuencial con pérdidas del filtro con los resonadores “Folded arms”

Se puede observar que en el parámetro S_{11} los valores han crecido cerca de la banda eliminada, muy probablemente causado porque las distancias S no son las extraídas teóricamente. Por último, se va a recurrir a calcular la unitariedad:

- Unitariedad en 915 MHz: 0,519
- Unitariedad en 867 MHz: 0,928

Esta estructura de resonador mantiene el comportamiento general del filtro y reduce el área ocupada en el sustrato a cambio de disminuir levemente la unitariedad en 915 MHz y aumentar el nivel del S_{11} cerca de 940 MHz.

Para comparar las tres geometrías evaluadas para el filtro con un FBW de 4,37%, se presenta la tabla 1.

	Área [cm ²]	Unitariedad @915 MHz [-]	Unitariedad @867 MHz [-]	S_{21} @915 MHz [dB]	S_{11} @867 MHz [dB]
<i>Hairpin</i>	4,45	0,571	0,932	-35,89	-19,86
<i>Square</i>	3,14	0,576	0,928	-41,85	-19,78
<i>Folded Arms</i>	1,83	0,519	0,928	-41,04	-19,92

Tabla 1: Resultados obtenidos de los filtros diseñados con tres tipos de geometrías de resonador distintas

Al tener como objetivo principal la reducción del espacio ocupado, es evidente que el resonador más adecuado es el “*folded arms*”. Además, mediante la tabla se puede ver que mantiene unos valores adecuados, parejo con las alternativas.

Conseguida la miniaturización de los resonadores, queda estudiar qué efectos tiene reducir la longitud de la línea principal y la separación entre resonadores. Si estas longitudes pueden recortarse sin causar efectos excesivamente perjudiciales, también ayudan a la reducción del área total del filtro e incluso pueden ayudar a afinar la respuesta frecuencial. Los objetivos de comportamiento frecuencial de este estudio son obtener -20 dB en el parámetro S_{11} en 867 MHz, mantener los valores de unitariedad lo máximo posible y mantener el nivel de atenuación en 915 MHz.

Modificando las longitudes discutidas por separado y simulando de manera iterativa, se observan los efectos siguientes:

- Al reducir la distancia entre resonadores por debajo de $\lambda_g/4$ empeora la atenuación en 915 MHz, pero disminuye la reflexión (mejora la adaptación) si se observa el parámetro S_{11} en 867 MHz.
- Acortar la longitud de la línea principal también reduce la reflexión en 867 MHz.

Por lo tanto, interesa mantener la separación entre resonadores y, por otra parte, recortar la línea lo máximo posible. Es evidente entonces que hay que encontrar una solución equilibrada que cumpla con los objetivos planteados, debido a que carece de sentido acortar la línea sobremanera y dejar a los resonadores de los extremos sin línea a la que acoplarse, además hay que considerar habilitar suficiente espacio para soldar los conectores del prototipo.

Finalmente, después de realizar pruebas basadas en simulaciones iterativas, se llega al layout de la figura 35 y su correspondiente comportamiento de la figura 36.

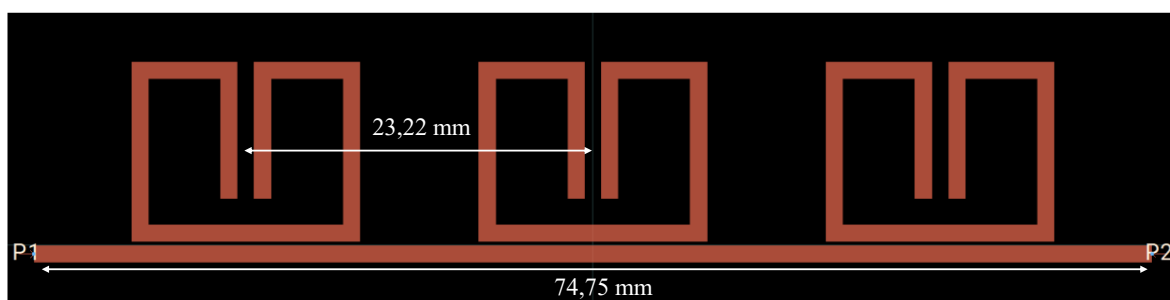


Figura 35: Layout del filtro con los resonadores miniaturizados “*Folded arms*” y con las longitudes modificadas

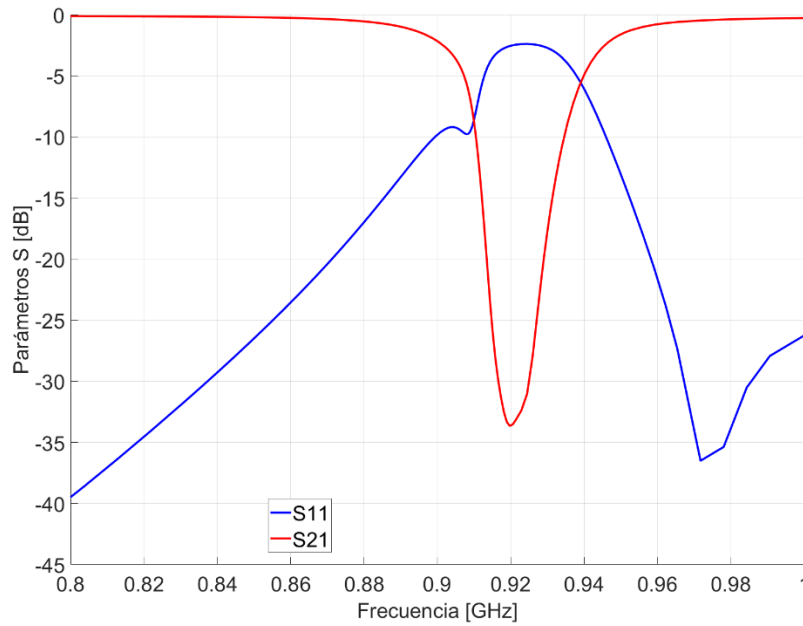


Figura 36: Respuesta frecuencial con pérdidas del diseño del filtro final

En lo que al S_{21} se refiere el filtro ha empeorado en comparación al anterior, debido a la reducción de las separaciones entre resonadores y al leve desplazamiento del mínimo del parámetro S_{21} a 920 MHz. En cuanto al parámetro S_{11} , en comparación a los tres filtros anteriores, este se muestra mucho más asimétrico, debido a la reducción general de las longitudes objeto del estudio paramétrico. Pese a estas diferencias, el filtro cumple con los requisitos iniciales. Para observar si las modificaciones aplicadas han tenido efecto sobre la unitariedad, se va a calcular de nuevo, obteniendo los valores:

- Unitariedad en 915 MHz: 0,442
- Unitariedad en 867 MHz: 0,934

Resulta evidente que la unitariedad en la frecuencia de 915 MHz ha disminuido, en cualquier caso, la degradación observada es menor que la que se muestra en la figura 29 (b), por lo que el filtro se considera viable para su construcción.

Antes de la fabricación cabe recalcar que para el duplexor es imprescindible que ambos filtros sean idénticos y, con el fin de evitar fabricar en dos placas separadas, se va a duplicar el circuito en el mismo layout para obtener una única plancha de sustrato con los dos filtros. Las líneas principales tienen que estar distanciadas por la misma longitud que separa a los puertos del híbrido diseñado previamente, el resultado se muestra en la figura 37.

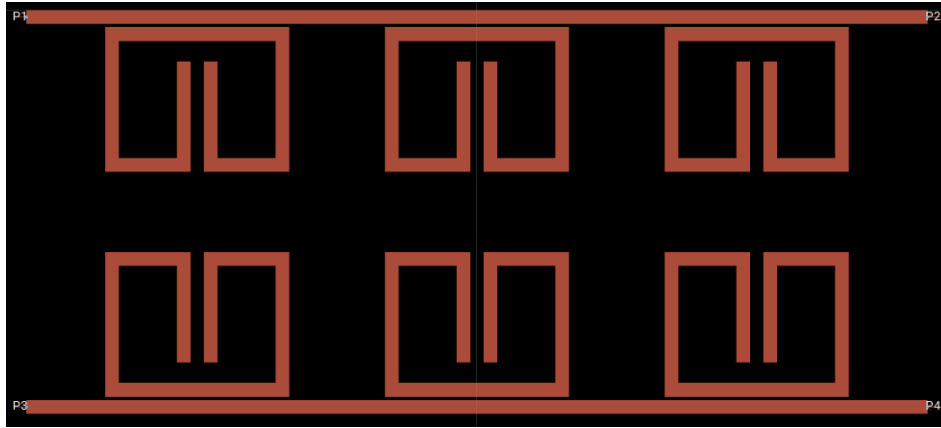


Figura 37: Layout de los filtros idénticos

Como se puede observar en el layout, aprovechando la miniaturización de los resonadores, estos no se han colocado en la parte del “borde” del sustrato sino hacia el centro, lo cual minimiza el área total ocupada por los filtros. El único inconveniente de esta disposición es un posible acople entre los resonadores de los dos filtros, este hecho puede ser estudiado mediante simulación, prestando atención a los parámetros S_{41} y S_{31} (o S_{32} y S_{42}), los cuales se mantienen por debajo de -30 dB en el rango entre 800 MHz y 1 GHz, lo que indica que el acoplamiento entre filtros es débil.

Con tal de asegurar que los filtros son idénticos, lo cual es un aspecto planteado en la teoría del duplexor se comparan sus respuestas en frecuencia, obteniendo la figura 38.

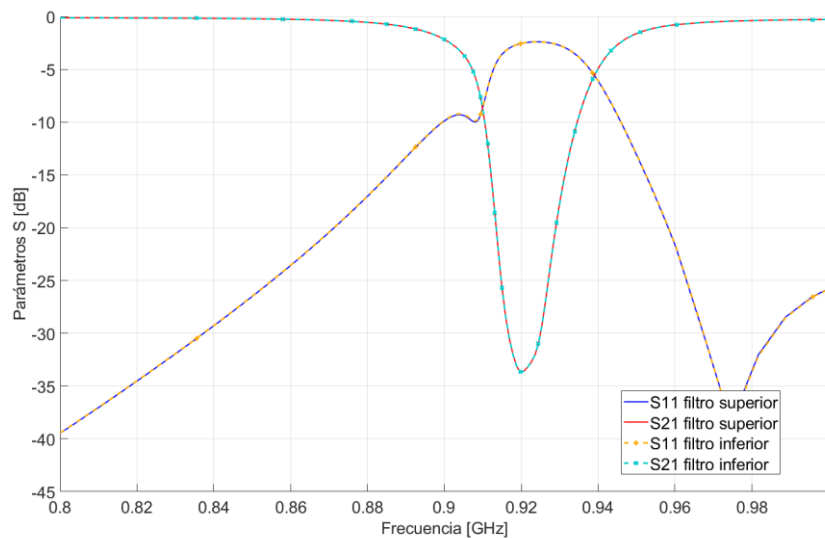


Figura 38: Respuesta frecuencial del filtro superior superpuesta con la del filtro inferior

Con la figura anterior se puede verificar que a pesar de que existen diferencias mínimas de valores de atenuación, los filtros se comportan igual a efectos prácticos, por lo tanto, se va a exportar en un fichero *Gerber* para proceder a su fabricación.

2.3.2. Fabricación, medida y comparación del filtro

Al completar el proceso de fresado, se sueldan los conectores SMA y se obtiene el prototipo de la figura 39.

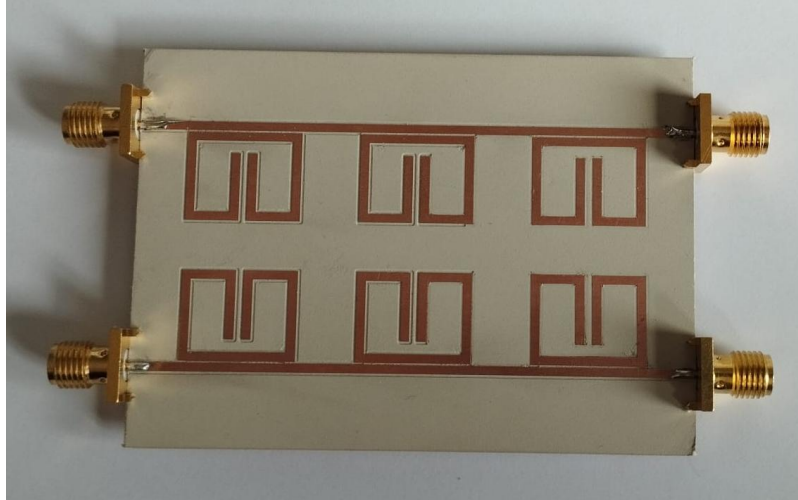


Figura 39: Prototipo fabricado de los filtros del duplexor

Repitiendo el calibrado realizado con el prototipo del híbrido, se consigue medir la respuesta frecuencial mediante el VNA, la cual se exporta mediante archivos *Touchstone* para posteriormente comparar con las simulaciones que se han llevado a cabo anteriormente, para este fin se conforman los gráficos de la figura 40 mediante un script de MATLAB.

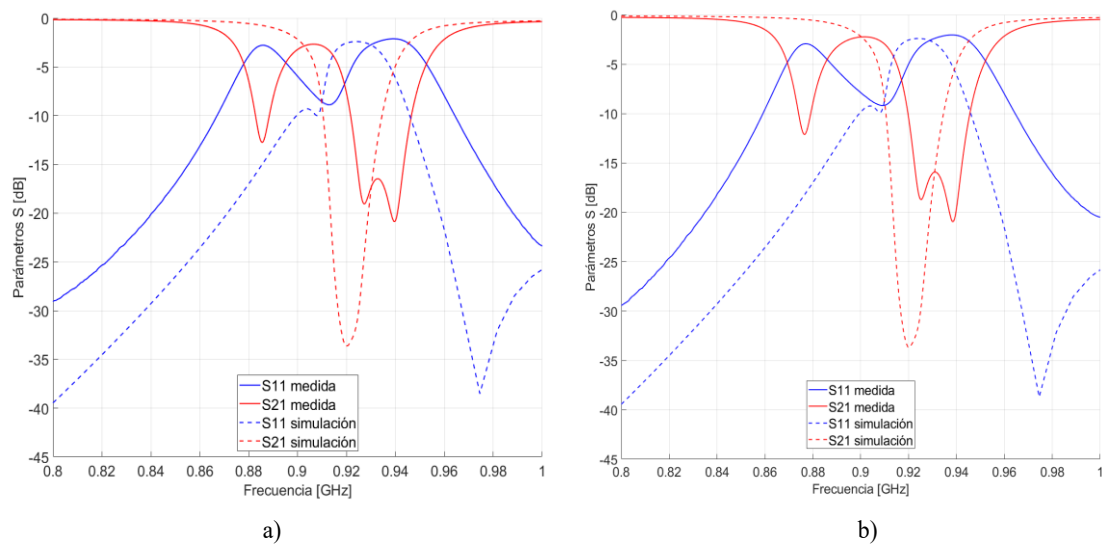


Figura 40: Comparación del filtro simulado (línea discontinua) y la medida real (línea solida). (a) Filtro superior. (b) Filtro inferior

A pesar de que las curvas medidas se encuentran en el rango de frecuencias esperado, resulta evidente que las respuestas obtenidas del VNA no se asemejan a las simulaciones previas. Se pueden observar en los parámetros S_{21} de ambos filtros tres valles que recuerdan a los que resultan de un filtro Chebyshev de orden tres, pero extremadamente asimétricos.

En el caso de los parámetros S_{11} de cada filtro se encuentran unas curvas prácticamente complementarias a las anteriores, ya que estas presentan un máximo donde las otras presentan un mínimo, el cual es un comportamiento coherente, ya que al tener menor transmisión existe una mayor reflexión.

Al observar que las simulaciones y las medidas experimentales difieren en cuanto a forma principalmente, se plantean dos posibles causas:

1. Problema de diseño: implica que el proceso explicado presenta alguna falla que ha pasado desapercibida, ya sea a nivel de layout, de resolución de las simulaciones etc.
2. Problema de fabricación: en la figura 39 se observa que el sustrato alrededor de los resonadores presenta pequeños surcos, lo que indica que, durante el fresado, la máquina ha eliminado el cobre y parte del sustrato, pudiendo afectar al funcionamiento del circuito.

Para descartar la primera hipótesis se aumentan los puntos de las simulaciones con tal de comprobar si se llega a observar una simulación similar a la obtenida experimentalmente, además se revisan los layouts de manera exhaustiva para descartar cualquier anomalía. Llegando a aplicar más de 6000 puntos sobre la banda de interés del filtro se comprueba que la simulación no muestra ningún cambio, lo cual sugiere que la resolución de la simulación y, consecuentemente el diseño propuesto, no es la causa del problema.

La segunda hipótesis se confirma al utilizar el método de fabricación alternativo que se detalla en el apartado 1 del capítulo 3 tal como se verá más adelante, cuyos resultados presentan una correspondencia entre simulación y medida mucho mayor.

Al haber encontrado la causa y por tanto verificado que el filtro planteado es viable y funcional, se procede a construir el duplexor completo.

2.4. Diseño del layout del duplexor completo

Completados los diseños de los elementos que conforman el duplexor y comprobado su correcto funcionamiento, resta conformar un layout completo. Previamente se van a realizar simulaciones asignando los resultados obtenidos de los bloques individuales a los *DataItems* SnP con el propósito de verificar si el comportamiento conjunto es el esperado.

Para esta prueba se van a utilizar las simulaciones electromagnéticas del layout final del híbrido y del layout que contiene el filtro duplicado. Obteniendo entonces el esquemático de la figura 41 y los resultados de la figura 42 respetando los puertos establecidos inicialmente en la teoría.

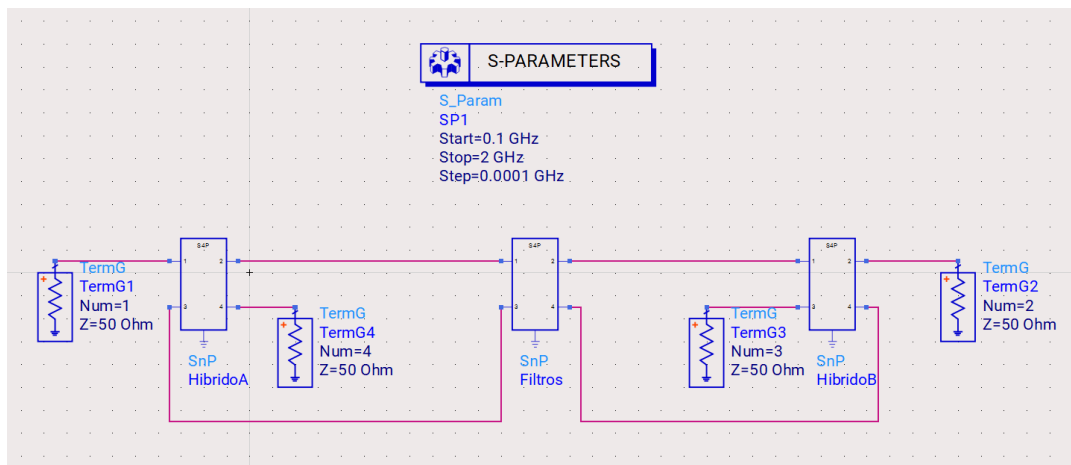


Figura 41: Esquema del duplexor conformado por elementos SnP

La simulación es coherente con las conclusiones que se extraen de la teoría del duplexor puesto que:

- En la figura 42 (a) se observa que el camino de la antena (puerto 3) hacia el puerto de recepción (puerto 2) solo es funcional para la frecuencia de 915 MHz, es decir f_{RX} (a pesar de que el máximo se encuentre a aproximadamente -3 dB). Mientras que las señales captadas por la antena con frecuencia 867 MHz se encuentran severamente atenuadas.
- En la figura 42 (b) es sencillo determinar que los puertos de transmisión y recepción están aislados. En toda la banda mostrada el parámetro S_{21} se encuentra por debajo de -10 dB, y, más concretamente entre 850 MHz y 940 MHz, está por debajo de -30 dB. De esta manera se evidencia que las señales enviadas por el puerto TX se ven altamente atenuadas al dirigirse al puerto RX. Además, analizando el parámetro S_{11} se observa que presenta valores cercanos a -20 dB, lo que evidencia que la señal no se está reflejando, sino que se está dirigiendo hacia la antena.
- La figura 42 (c) muestra el comportamiento contrario del observado en la figura 42 (a), puesto que existe transmisión prácticamente total en 867 MHz y un mínimo en 915 MHz, lo cual señala que la conexión transmisión-antena es total para f_{TX} , mientras que las señales de frecuencia f_{RX} se ven altamente atenuadas.

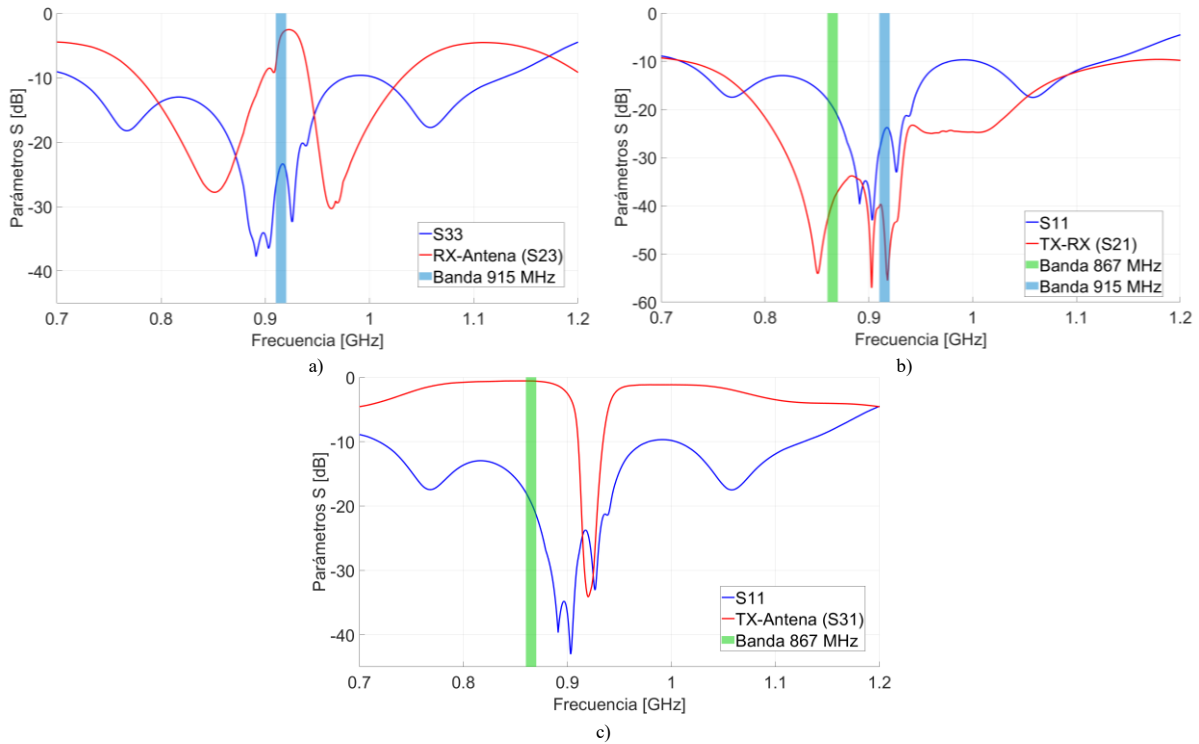


Figura 42: Respuesta frecuencial del duplexor construido con bloques simulados individualmente. En rojo se representa: (a) Recepción – antena, (b) Transmisión – recepción y (c) Transmisión – antena

El análisis indica que los resultados son coherentes con la teoría, como consecuencia se va a construir el layout completo, con el objetivo de verificar su viabilidad, para posteriormente fabricarlo en una única plancha de sustrato. Recopilando los diseños definitivos del híbrido y de los filtros, se construye el layout de la figura 43.

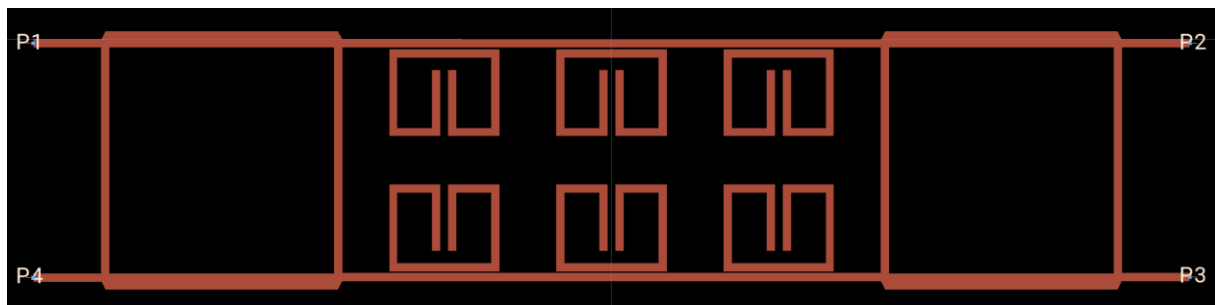


Figura 43: Layout del duplexor formado por los híbridos y los filtros diseñados

El único detalle modificado son las líneas de acceso, debido a que dos de los puertos de cada híbrido ahora se conectan a las líneas principales de los filtros. El layout mide 16,05 cm en el eje horizontal y 3,56 cm en el eje vertical sin considerar los márgenes de sustrato ni las dimensiones de los puertos, siendo un diseño grande incluso habiendo optimizado las dimensiones del resonador y la línea. De la simulación electromagnética de este circuito se obtiene la figura 44. En el Anexo B se muestran las distribuciones de corriente del duplexor en los casos de interés, para ofrecer un apoyo más visual de los resultados.

Pese a que esta nueva simulación presenta diferencias evidentes con la figura 42, por ejemplo, los valores de S_{11} y S_{33} presentan valores por encima de -10 dB, todo indica que el funcionamiento es muy similar. Hay que destacar que el máximo de transmisión de la figura 44 (a) es más estrecho y se encuentra alrededor de -3 dB, al igual que en la anterior simulación.

Una vez verificado que el funcionamiento es reproducible entre simulaciones se procede a exportar el fichero *Gerber* para la fabricación.

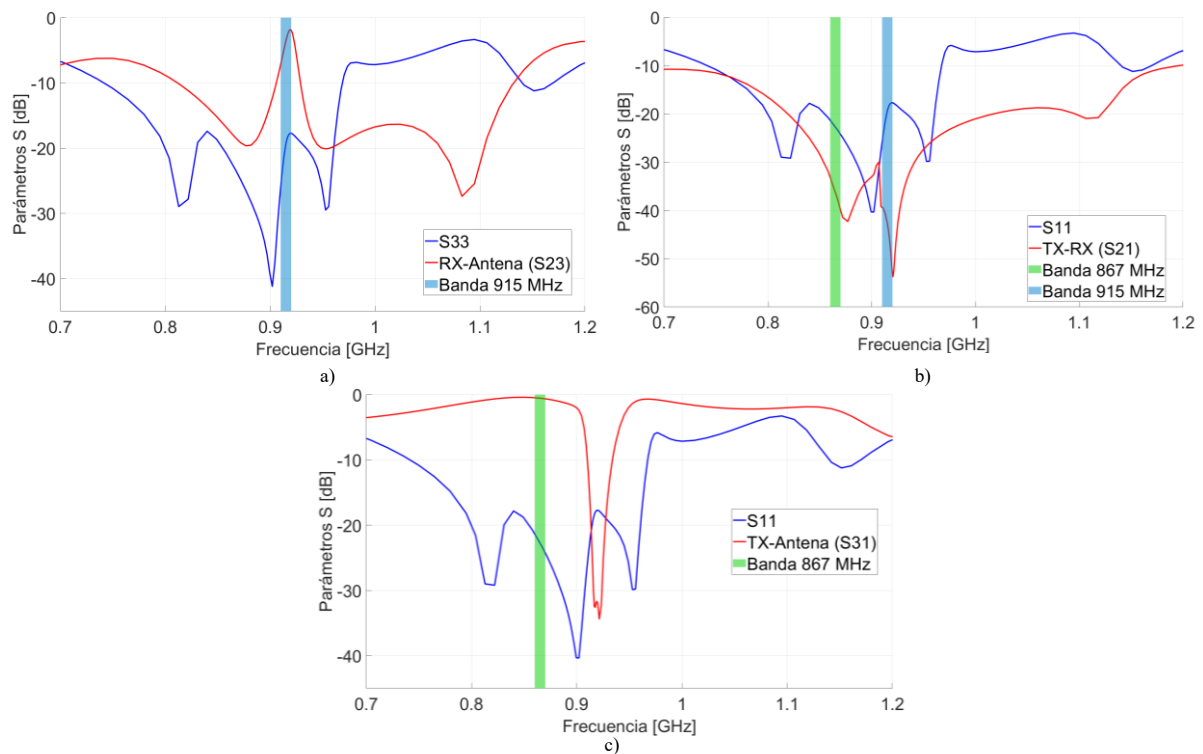


Figura 44: Respuesta frecuencial del layout del duplexor. En rojo se representa: (a) Recepción – antena, (b) Transmisión – recepción y (c) Transmisión – antena

2.4.1. Fabricación y medida del duplexor completo

El prototipo producto del proceso de fabricación es el que se expone en la figura 45.

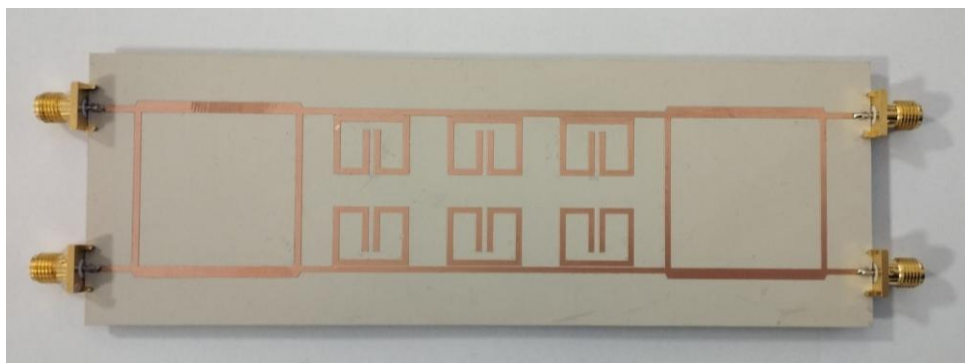


Figura 45: Prototipo fabricado del duplexor completo

Es de notar que en la figura 45 no se observan zonas donde la fresadora haya eliminado más sustrato del debido, como si se ha observado en el filtro de la figura 39.

Con la configuración y calibración del VNA ya aplicada anteriormente para el híbrido y el filtro, se procede a medir el layout en el laboratorio, y comparando con las respuestas RX-Antena, TX-RX y TX-Antena obtenidas en las simulaciones mediante MATLAB, se obtiene la figura 46.

Mediante el análisis de la figura 46 se puede determinar que el comportamiento del prototipo es muy cercano a la simulación electromagnética. Observando las frecuencias de interés, las medidas varían respecto a las simuladas, incluso se consigue mejor nivel de señal para los 915 MHz en el caso de la figura 46 (a) y el aislamiento entre puertos TX-RX de la figura 46 (b). Por lo que respecta a la adaptación (curvas azules) se observan gran coherencia en la mayor parte del rango frecuencial.

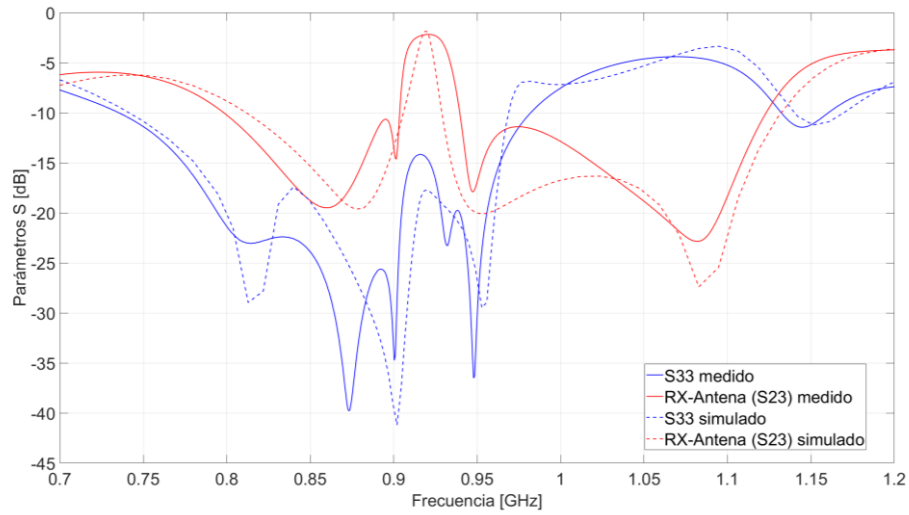
El único punto negativo constante durante todos los resultados del duplexor, tanto simulados como medidos, es el valor máximo de la respuesta recepción-antena, el cual se encuentra aproximadamente en -3 dB. Este hecho evidencia que, en la práctica, la señal recibida por la antena y dirigida al puerto RX no solo experimentará las pérdidas de propagación propias de las comunicaciones inalámbricas, sino también las introducidas por el propio circuito.

Esta circunstancia es la principal motivación para modificar la asignación inicial de los puertos 1 y 2 del duplexor, intercambiando sus funciones de transmisión y recepción (y por tanto las respectivas frecuencias) debido a que en transmisión es posible compensar estas pérdidas enviando con más potencia, mientras que en el puerto de recepción el nivel de señal es más crítico.

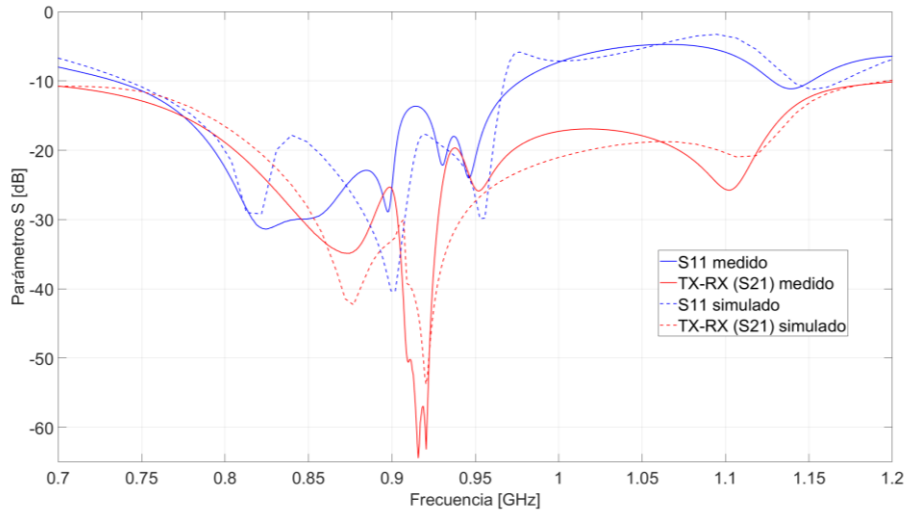
Los puertos finalmente se asignan de la siguiente manera:

1. Recepción (RX) a 867 MHz (ahora f_{RX}).
2. Transmisión (TX) a 915 MHz (ahora f_{TX}).
3. Antena.
4. Puerto aislado.

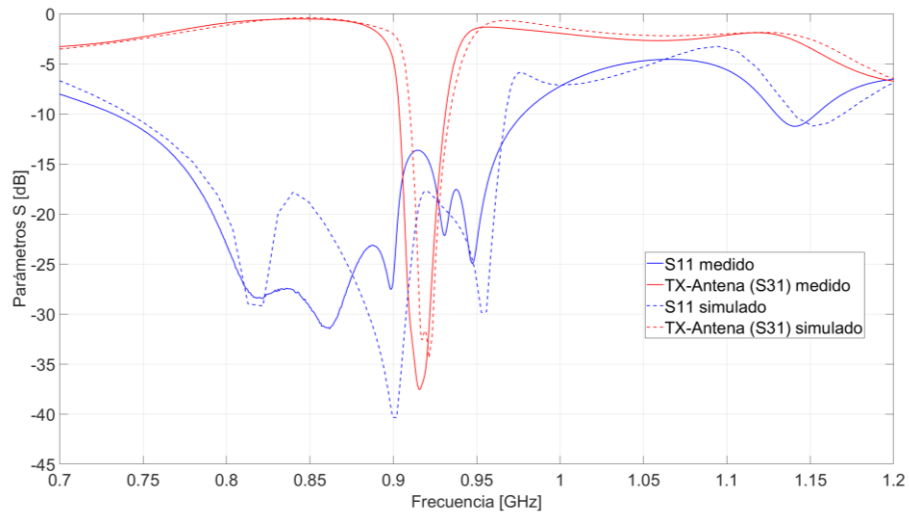
Este cambio únicamente implica el intercambio de las subfiguras (a) y (c) de las figuras 42, 44 y 46, ya que representan la relación de los puertos TX y RX con la antena. Por otra parte, la subfigura (b) se mantiene, ya que el duplexor se comporta como una red recíproca, como consecuencia, su respuesta entre TX y RX es idéntica ($S_{21} = S_{12}$).



a)



b)



c)

Figura 46: Respuesta frecuencial medida del duplexor (línea sólida) y simulación electromagnética (línea discontinua). (a) Recepción – antena. (b) Transmisión – recepción. (c) Transmisión – antena

2.5. Diseño de un dipolo antipodal

El duplexor microstrip está completo, resta por lo tanto fabricar una antena con un ancho de banda suficiente como para operar a ambas frecuencias de interés f_{TX} y f_{RX} y ofrecer una buena adaptación (< -10 dB).

Un candidato de antena planar capaz de cumplir con los requisitos es el dipolo antipodal. Esta antena se comporta como un dipolo clásico cambiando ligeramente su estructura para permitir la conexión con un solo conector SMA (a diferencia de los dos que se necesitan en el dipolo clásico). La estructura microstrip de esta antena se expone en la figura 47.

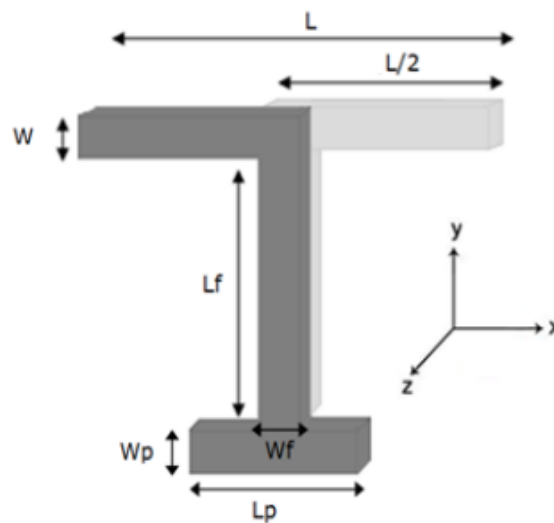


Figura 47: Esquema del dipolo antipodal en tecnología microstrip, donde la parte oscura representa el primer conductor y la parte clara representa el segundo conductor [7]

Antes de empezar a trabajar en el editor de layouts, cabe destacar que se va a cambiar el sustrato por el FR-4, utilizado habitualmente para aplicaciones de electrónica de todo tipo debido a su bajo coste y efectividad. Este sustrato tiene una constante dieléctrica de 4,5, una tangente de pérdidas de 0,02 y un grosor de 1,6 mm. El FR-4 es más adecuado para el diseño de antenas ya que tiene una constante dieléctrica menor que el RO3010, lo que indica menor confinamiento del campo eléctrico, como consecuencia, se facilita la radiación hacia el espacio libre.

Como se muestra en la figura 45, esta antena no cuenta con un plano de masa como los demás diseños, sino que debe eliminarse para definir un segundo conductor en el sustrato tal como se expone en la figura 48.

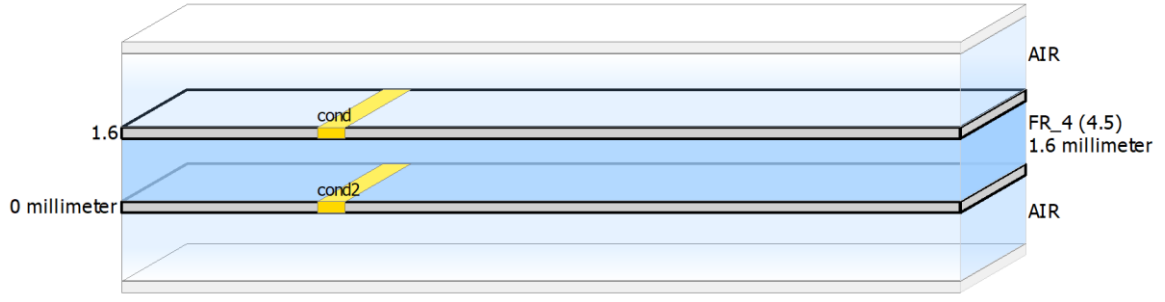


Figura 48: Definición de las capas del layout de la antena mediante el editor de sustratos

Para empezar el diseño es conveniente definir unos valores iniciales para todas las dimensiones que se muestran en la figura 47. Para el valor de L , al tratarse de un dipolo, debe medir $\lambda_g/2$ a la frecuencia de diseño, que en este caso es de 890 MHz para conseguir un correcto funcionamiento en f_{TX} y f_{RX} .

Al no tratarse de una tecnología microstrip convencional, la herramienta Linecalc no aporta los resultados correctamente, como consecuencia, se recurre a una ecuación extraída a base de observaciones experimentales que consigue aproximar el valor de la longitud de onda guiada en este caso [7]:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt[4]{\epsilon_r}} \quad (34)$$

Donde se distinguen diferentes parámetros como la velocidad de propagación en el vacío (c), la longitud de onda guiada (λ_g), la frecuencia de diseño (f_0) y la constante dieléctrica del sustrato (ϵ_r). Procediendo con el cálculo se obtiene:

$$\lambda_g = \frac{3 \cdot 10^8}{8,9 \cdot 10^8 \cdot \sqrt[4]{4,5}} = 231,4 \text{ mm} \quad (35)$$

$$L = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{230,1}{2} = 115,7 \text{ mm} \quad (36)$$

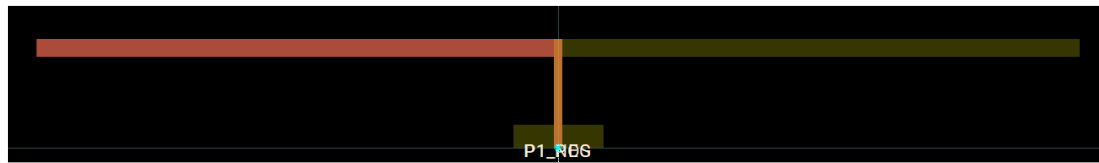
$$\frac{L}{2} = \frac{115,05}{2} = 57,8 \text{ mm} \quad (37)$$

Las demás longitudes se escogen arbitrariamente, obteniendo finalmente la tabla 2.

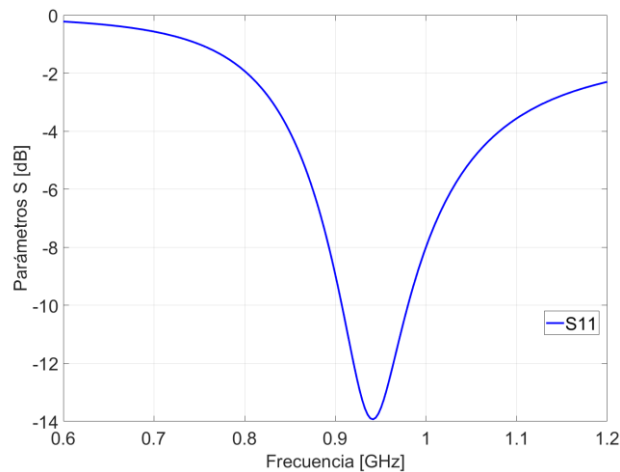
	L	$L/2$	W	L_f	W_p	W_f	L_p
Medida [mm]	115,7	57,8	2	7,5	2,5	1	10

Tabla 2: Medidas iniciales del diseño del dipolo en tecnología planar

Definidas las dimensiones iniciales del dipolo, se procede a construir el layout en ADS, con el objetivo de crear un modelo electromagnético parametrizado con el cual ajustar la respuesta obtenida, como el que se expone en la figura 49. Es imprescindible que el puerto utilizado esté configurado en modo diferencial (PI_POS y PI_NEG).



a)



b)

Figura 49: Simulación electromagnética de la antena. (a) Layout con las dimensiones iniciales del dipolo antipodal. Cond (en naranja). Cond2 (en amarillo). (b) Parámetro S_{11}

De manera clara se puede observar que la frecuencia central está desplazada a una frecuencia de aproximadamente 940 MHz. A partir de este resultado se conduce el estudio paramétrico modificando las dimensiones iterativamente de la antena planteada para obtener una respuesta más cercana a la deseada. Es necesario señalar que el valor de L_p queda excluido de este estudio ya que asegura la correcta soldadura del puerto una vez fabricado el prototipo. Además, la suma de L_f y W_p debe ser menor que 15 mm para hacer un uso eficiente del sustrato.

Mediante el estudio se encuentran las dimensiones que consiguen un valor mínimo (adaptación máxima) en 890 MHz cumpliendo los requisitos de ancho de banda y adaptación de la tabla 3.

	L	$L/2$	W	L_f	W_p	W_f	L_p
Medida [mm]	126	63	2,98	7,5	2,5	1,32	10

Tabla 3: Medidas finales del dipolo antipodal

Al haber restringido varias dimensiones es muy probable que este diseño no sea el óptimo en cuanto a adaptación se refiere, pero asegura una antena relativamente compacta y un funcionamiento correcto, como se muestra en la figura 50.

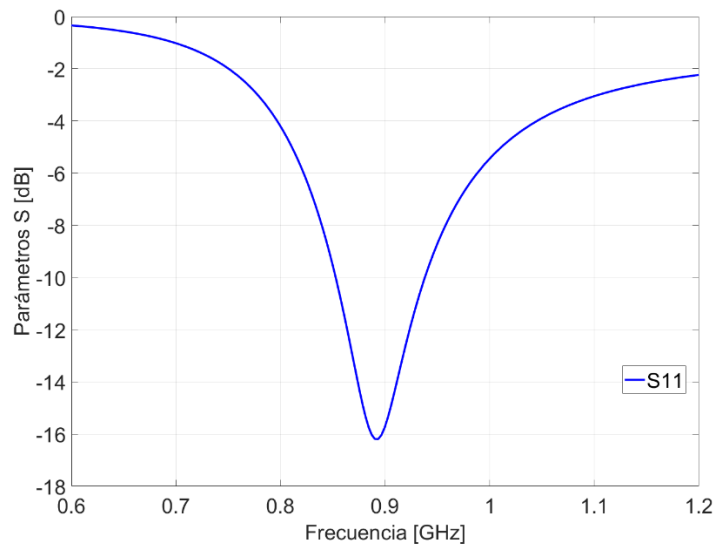


Figura 50: Simulación del dipolo después del estudio

A diferencia de la simulación anterior el mínimo del parámetro S_{11} se encuentra en 890 MHz y las frecuencias de interés se encuentran en valores de S_{11} por debajo de -10 dB. Para observar el diagrama de radiación y los parámetros de la antena se computan los valores del *far field* (campo lejano) del layout, lo que produce la figura 51.

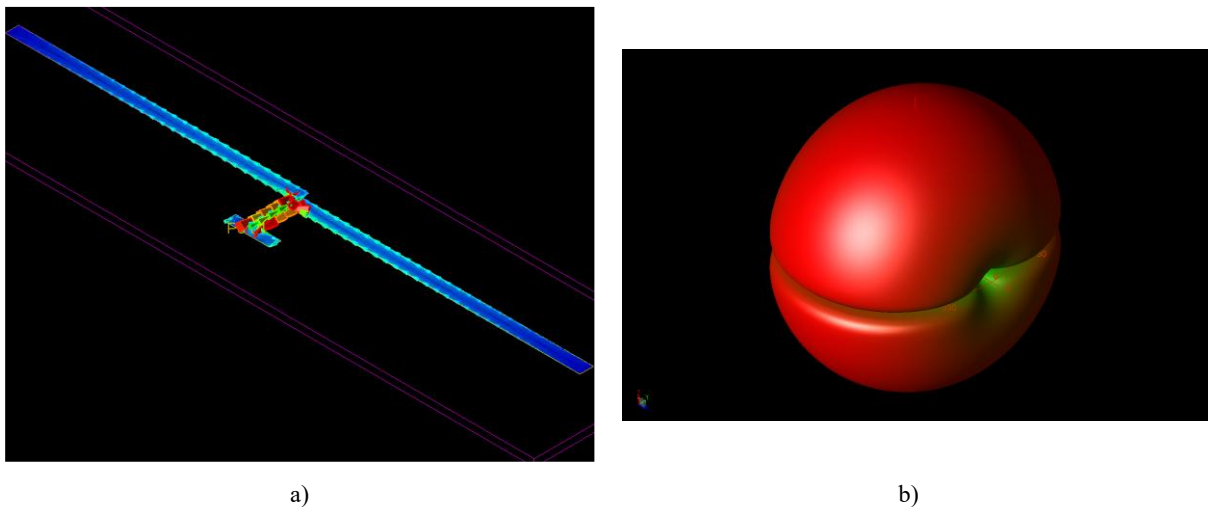


Figura 51: Simulación electromagnética a 890 MHz. (a) Distribución de corrientes. (b) Patrón de radiación

Tal como se observa en la figura el dipolo antipodal presenta un máximo de corriente justo en la unión de los brazos (color rojo), mientras que en los extremos se encuentra un mínimo (color azul), lo cual es un comportamiento coherente y esperado.

Para obtener los parámetros característicos de la antena se accede al apartado de *Plot Properties > Far field > Antenna Parameters*, obteniendo los resultados de la tabla 4.

	Directividad [dBi]	Ganancia [dBi]	Eficiencia de radiación [%]
0,89 GHz	2,31	1,85	89,84
0,867 GHz	2,29	1,82	89,75
0,915 GHz	2,34	1,87	89,77

Tabla 4: Parámetros característicos de la antena en las frecuencias de interés

2.5.1. Fabricación y medida del dipolo antipodal

Diseñada la antena se procede a su fabricación, en este caso se fabrican dos antenas teóricamente idénticas para después realizar una aproximación de la ganancia individual de las antenas y posteriormente una prueba del sistema completo (duplexor + antena). Obteniendo por tanto la figura 52.

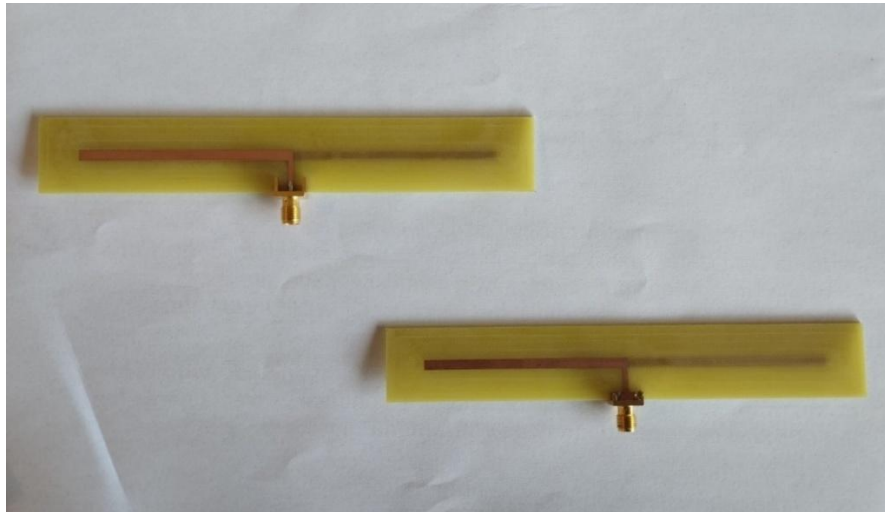


Figura 52: Dipolos antipodales fabricados en FR4

Con el fin de medir la adaptación de las antenas, se va a emplear el VNA, calibrando un único puerto y separándolas de la mesa mediante unos soportes para evitar interacciones indeseadas. Obteniendo entonces la figura 53.

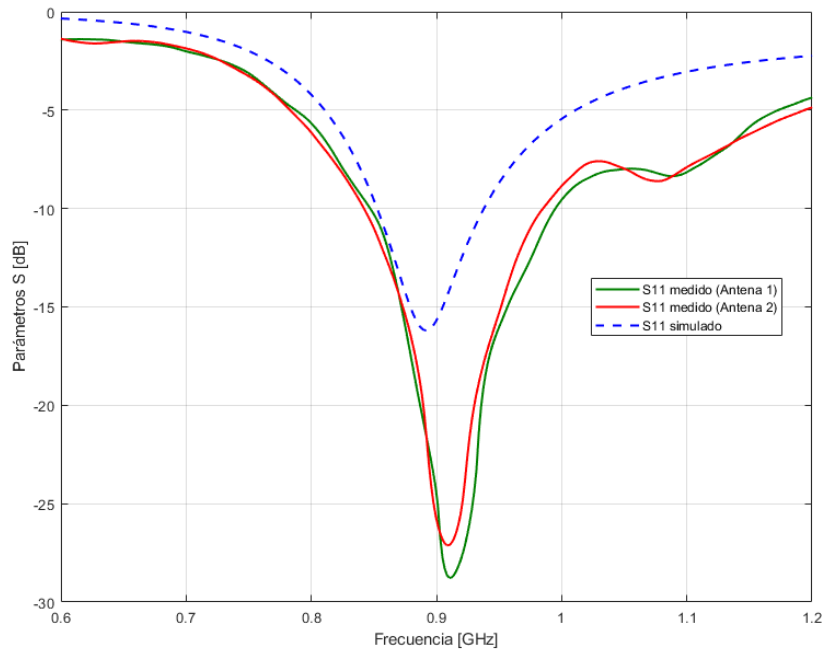


Figura 53: Comparación de los resultados medidos y la simulación del dipolo

La adaptación de ambos dipolos fabricados es muy similar, en cuanto a la comparación con la simulación se observa que los mínimos se encuentran desplazados de la frecuencia de diseño inicial a una mayor, por otro lado, también muestran una mayor adaptación. En cuanto a las frecuencias de interés, los 915 MHz se encuentran prácticamente en el mínimo, mientras que los 867 MHz se encuentran alrededor de -13 dB en ambas antenas. Sin embargo, la banda de recepción es la que menor adaptación muestra en la antena y a su vez la que menores pérdidas internas presenta en el duplexor, lo que puede compensar de manera parcial este desajuste.

El siguiente objetivo es medir la ganancia de las antenas, para este fin no se va a usar una cámara anecoica, sino un montaje sencillo en el laboratorio con el VNA, con tal de obtener una aproximación de la eficiencia de las antenas construidas. Antes de proceder se debe calcular la separación mínima entre antenas para asegurar que se trabaja en la región de campo lejano, dicha separación se denomina distancia de Fraunhofer y se calcula mediante la expresión:

$$d = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (38)$$

Donde las variables representan: la distancia de Fraunhofer (d), la dimensión más grande de la antena (D) y la longitud de onda en el vacío a la frecuencia de diseño (λ_0).

Calculando la longitud de onda mediante la ecuación siguiente:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (39)$$

Se obtiene la longitud de onda:

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{0,89 \cdot 10^9} = 0,337 \text{ m} \quad (40)$$

Por tanto, volviendo a (5) se obtiene una separación (d):

$$d = \frac{2 \cdot 0,126^2}{0,337} = 9,42 \text{ cm} \quad (41)$$

Definida la zona Fraunhofer, se define una separación (r) ligeramente por encima de $2d$ (21 cm) para asegurar estar en la zona de campo lejano. Calibrando ahora los dos puertos se conforma el montaje de la figura 54.

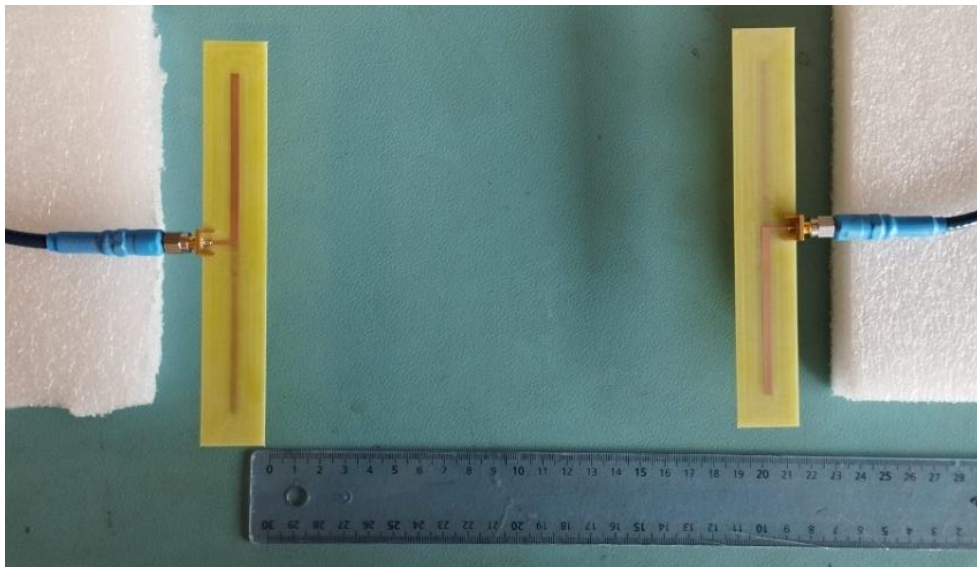


Figura 54: Montaje para la medida del parámetro S_{21}

Mediante el VNA se consigue medir la transmisión de potencia entre las antenas, por lo tanto, se grafica el parámetro S_{21} y se obtiene la figura 55.

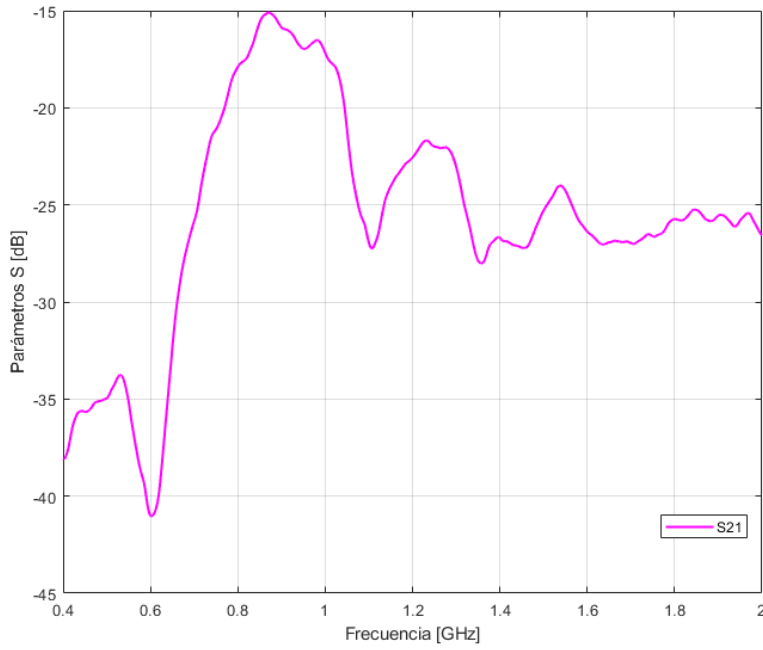


Figura 55: Transmisión entre antenas (S_{21})

Si bien es cierto que esta respuesta puede ser modificada por el entorno no ideal del setup de medida, se ha incluido más rango frecuencial en la figura 55 con tal de visualizar que el máximo de transmisión (exactamente en 870,31 MHz) se encuentra dentro del rango de operación de las antenas. Fuera del rango de operación, los niveles de transmisión presentan unos valores notablemente menores.

Con los datos de transmisión se puede obtener una aproximación de las ganancias de las antenas (G) relacionando las medidas obtenidas con las pérdidas por propagación libre mediante la ecuación de Friis:

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right)^2 G^2 \quad (42)$$

Donde P_t es la potencia de transmisión, P_r es la potencia de recepción y r es la separación definida entre las antenas. Para conseguir relacionar esta ecuación con la medida experimental previa, es preciso trabajar con dB, modificando la expresión de la siguiente manera:

$$(P_t - P_r)_{dB} = 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right) + 2 \cdot 10 \log G \quad (43)$$

Teniendo en cuenta que la diferencia entre las potencias en dB es el parámetro S_{21} y que $10 \log G$ equivale a la ganancia en dB, resulta la ecuación:

$$S_{21} = 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right) + 2G_{dB} \quad (44)$$

Aislado G_{dB} de (44) se obtiene la expresión final:

$$G_{dB} = \frac{S_{21} - 20 \log \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r} \right)}{2} \quad (45)$$

Para el cálculo de la longitud de onda (39) se utiliza la frecuencia en la que se observa mayor transmisión, es decir los 870,31 MHz y la separación (r) es 21 cm, por tanto, todas las variables son conocidas, obteniendo la ganancia individual de las antenas:

$$G_{dB} = \frac{-15,09 - 20 \log \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4\pi \cdot 0,21 \cdot 870,31 \cdot 10^6} \right)}{2} = 1,29 \text{ dB} \quad (46)$$

El valor obtenido de la ganancia es razonable teniendo en cuenta que es un valor cercano a los valores encontrados en simulación que se muestran en la tabla 4 y se espera que en una medida experimental este valor se pueda ver degradado.

Queda verificado por tanto que las antenas cumplen con un rango de operación suficiente y cumplen con la tarea para la que se han diseñado, a pesar de que las pruebas son un tanto rudimentarias y de las desviaciones observadas.

Capítulo 3: Fabricación con métodos alternativos

3.1. Voltera V-ONE

La impresora Voltera V-ONE, mostrada en la figura 56, es una herramienta capaz de crear circuitos impresos mediante un proceso aditivo (a diferencia del fresado utilizado previamente) en el cual se deposita tinta conductora de plata sobre el sustrato deseado. El objetivo de este apartado es comprobar si los prototipos ya caracterizados previamente mantienen sus propiedades utilizando la tinta de plata.

Este método alternativo resulta más rápido y barato para construir prototipos, algo que se hace de forma recurrente durante un proyecto de ingeniería. Por otra parte, la tinta de plata que se utiliza tiene menor conductividad ($7,87 \cdot 10^3$ S/m) [8] que el cobre ($5,8 \cdot 10^7$ S/m), un factor que afectará a los resultados. Las pérdidas son asumibles a las frecuencias de operación de este proyecto, con lo cual se puede discernir si el prototipo es funcional. Hay que destacar también que el propio proceso es más sensible a errores de usuario, ya que este interviene en varias etapas previas a la impresión, como la colocación del sustrato o la alineación del circuito, además, la impresora se encuentra mucho más limitada en cuanto a dimensiones de sustrato se refiere que la fresadora (el límite es de 12,8x11,6 cm).

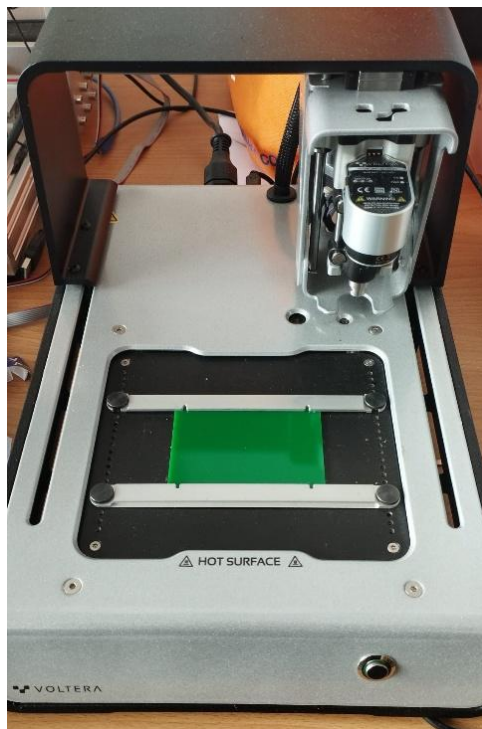


Figura 56: Impresora Voltera V-ONE

La impresora Voltera V-ONE se ha utilizado en este proyecto con tal de evaluar la viabilidad de esta tecnología para replicar el comportamiento obtenido con los circuitos de radiofrecuencia fabricados en cobre, con las ventajas e inconvenientes que este proceso alternativo ofrece, tanto con el sustrato RO3010 como con sustratos PLA.

3.1.1. Híbrido fabricado con tinta de plata

Con el fin de fabricar el híbrido mediante este proceso se utiliza el mismo fichero *Gerber* que con la fresadora. Respecto al sustrato, que en este caso es el mismo que se ha usado previamente (RO3010), debe estar libre de cobre por una cara en la cual se va a depositar la tinta de plata mientras que la otra cara puede tener el plano de masa de lámina de cobre o adhesivo conductor.

El procedimiento es totalmente guiado a través del software de la impresora, consta de varios pasos como: importar el fichero *Gerber*, calibrar la punta inyectora, alinear el layout con el sustrato, depositar la tinta y finalmente curarla térmicamente.

Una vez acabado el proceso de impresión del prototipo, es importante destacar que la soldadura convencional empleada para los circuitos de cobre podría causar daños a las pistas de tinta de plata, ya que tiene menor capacidad de disipar el calor, lo cual conlleva mayor susceptibilidad térmica. Para solventar este problema se utiliza una soldadura con una aleación distinta, capaz de soldar a unas temperaturas más bajas. Completado el proceso se obtiene el híbrido de la figura 57.

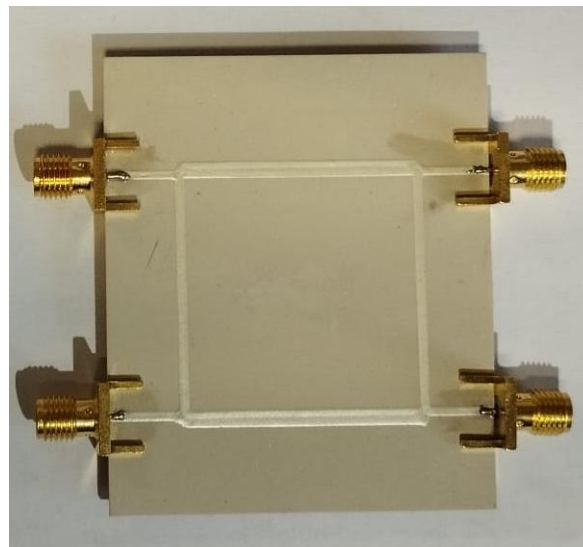


Figura 57: Híbrido fabricado con tinta de plata (plano de masa laminado)

Seguidamente, se realizan las calibraciones pertinentes del VNA para obtener las medidas de magnitud este circuito, que se exponen comparadas a las medidas obtenidas del híbrido de cobre en la figura 58.

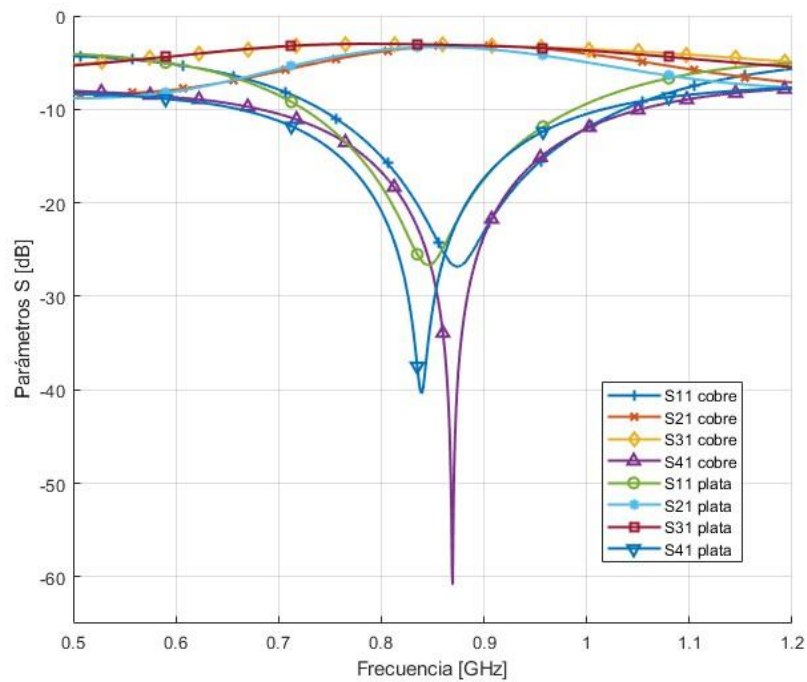


Figura 58: Comparación de las medidas del híbrido de plata y cobre

La mayor diferencia entre ambos híbridos radica principalmente en los parámetros S_{11} y S_{41} , donde se puede observar un desplazamiento hacia frecuencias por debajo de 867 MHz (f_0) y una menor adaptación (S_{41}) en el caso del híbrido de plata.

Pese a que la tinta conductora empleada tiene una menor conductividad que el cobre, consigue resultados muy similares, especialmente en los parámetros S_{21} y S_{31} .

3.1.2. Filtro fabricado con tinta de plata

Comprobado el funcionamiento del híbrido de plata, a continuación, se va a repetir el mismo procedimiento utilizando ahora el fichero *Gerber* del filtro doble.

Una vez se obtiene el layout con la tinta de plata, se debe revisar en busca de zonas en las que la tinta no haya conseguido formar pistas uniformes, ya que el software ofrece al usuario la capacidad de repasar estas zonas antes de comenzar el proceso de curado. Terminada la fabricación del prototipo, se sueldan los conectores (figura 59). Finalmente, exportando las medidas pertinentes se procede a la comparación con el filtro implementado en sustrato de microondas y cobre de la figura 60.

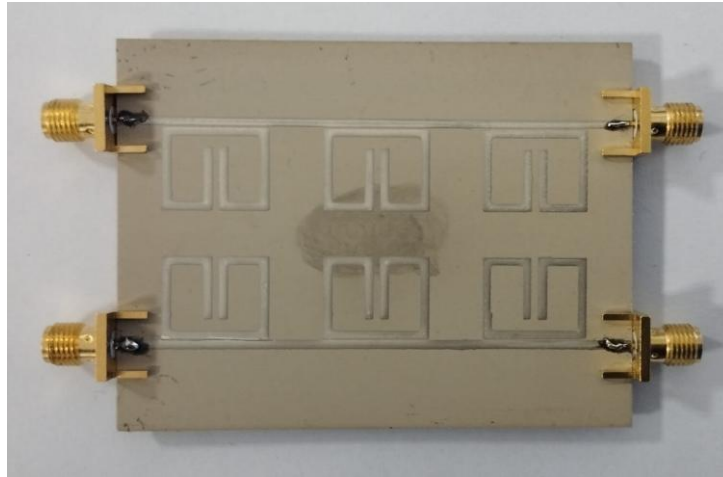


Figura 59: Filtros fabricados con tinta de plata (plano de masa de adhesivo de cobre)

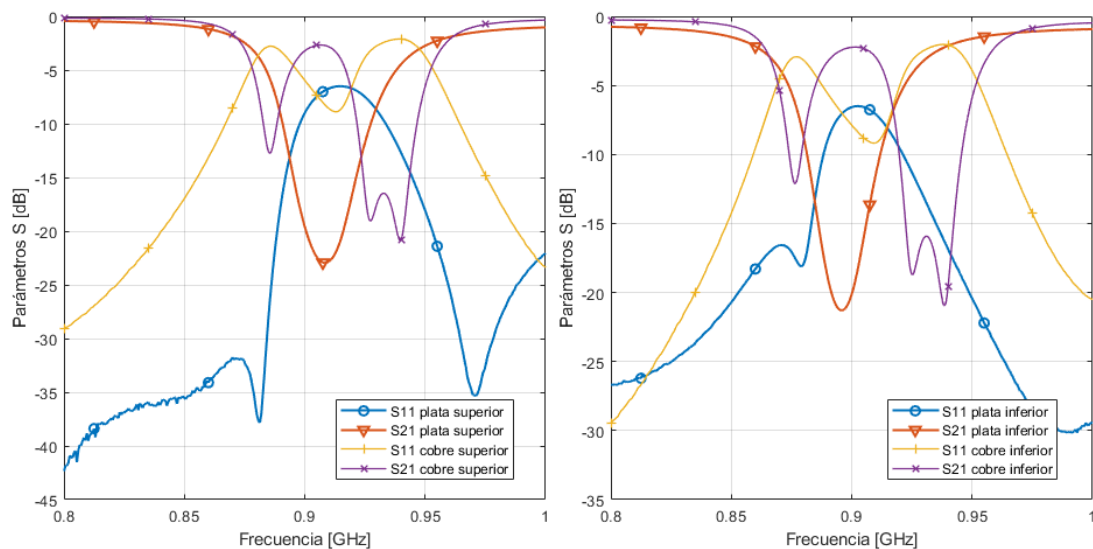


Figura 60: Comparación de las medidas extraídas en el laboratorio de los filtros (superior e inferior) fabricados con plata y cobre

Con la comparación se resalta que el filtro de plata es mucho más coherente con las simulaciones expuestas en la fase de diseño, a pesar de que el filtro inferior está claramente centrado en una frecuencia por debajo de 915 MHz, lo cual además señala que ambos filtros no son idénticos, algo que puede deberse al propio proceso de impresión. La comparativa indica que el filtro de plata es capaz de atenuar la banda de interés, por lo que se puede confirmar que el problema del filtro de cobre fabricado previamente en el apartado 2.3.2 se encuentra en la fresadora, que debido a un error de tolerancias o calibración ha modificado el comportamiento del filtro.

3.2. Sustratos PLA

Habiendo comprobado la eficacia de los prototipos fabricados con conductor y método distintos, el siguiente paso es sustituir el sustrato RO3010 por sustratos de ácido poliláctico (PLA), fabricados mediante la impresora 3D UltiMaker³ Extended, la cual se muestra en la figura 61. El uso de la impresión 3D proporciona libertad en cuanto a todas las dimensiones físicas del sustrato además de una fabricación rápida y fluida.

Este tipo de materiales plásticos se utilizan en el laboratorio con fines estructurales, como soporte principalmente, en cambio, en este caso se plantea fabricar un sustrato en el cual se va a depositar el layout de un circuito diseñado en este proyecto mediante la Voltera V-ONE, con el objetivo de medir los resultados y compararlos con los obtenidos previamente en el proyecto para evaluar si el prototipado no convencional es viable. Si estos sustratos resultan ser viables pueden aportar versatilidad en los procesos de diseño, ya que es posible modificar su grosor (los sustratos comerciales tienen grosores definidos) e incluso reducir su densidad de impresión, lo cual implica la reducción de su constante dieléctrica.



Figura 61: Impresora UltiMaker3 Extended utilizada

Previo al diseño, es necesario especificar qué tipos de PLA se van a utilizar. En este caso se van a utilizar el PLA de *Ultimaker* y el PLA Tough *MT-Copper* de *RS*. Para el diseño de los sustratos plásticos se va a emplear el software web Autodesk Tinkercad, una herramienta sencilla pero suficiente para el propósito de este apartado, con la que se va a diseñar un cubo con ancho, largo y altura (ejes X/Y/Z respectivamente) de 60x60x1 milímetros. Cabe puntualizar que estas son las dimensiones recomendadas para medir la constante dieléctrica en el apartado siguiente. Posteriormente el diseño se exporta como fichero *.STL* y se importa al software de la impresora, *UltiMaker Cura*, en el cual se define la resolución, el material y el patrón de impresión tal como se muestra en la figura 62.

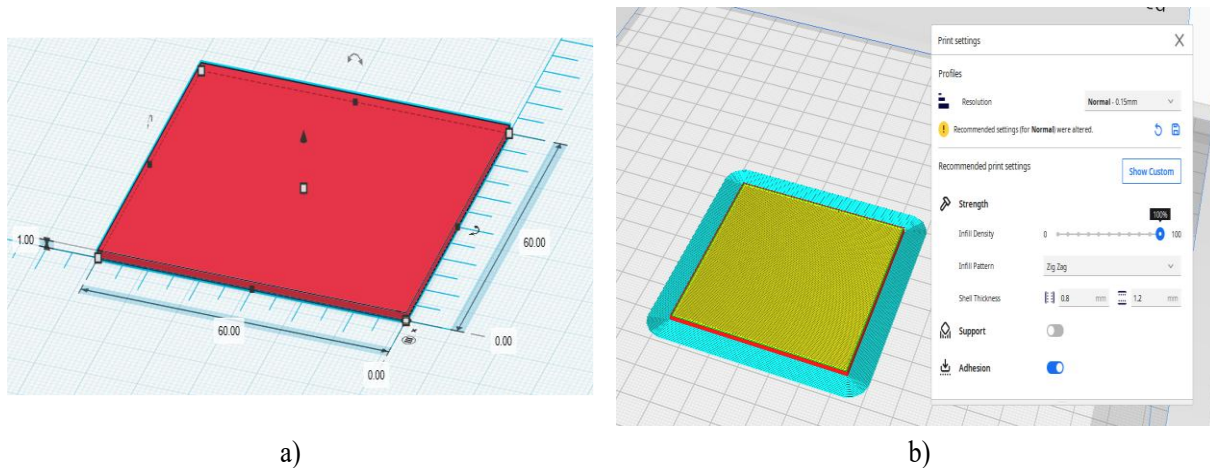


Figura 62: Diseño 3D de la placa de los sustratos PLA. (a) Diseño en Tinkercad. (b) Configuración y previsualización de la impresión en UltiMaker Cura

Es necesario fabricar varias muestras de los sustratos de PLA y PLA Tough, ya que son comunes los errores de impresión y se quiere verificar la repetibilidad en las medidas de la sección siguiente. Con varias muestras, incluso variando ancho y largo de sustrato se obtienen las placas de la figura 63.



Figura 63: Muestras de sustratos fabricados con impresora 3D (solo se muestran los de PLA)

3.2.1 Caracterización de sustratos PLA

El RO3010 es un sustrato comercial que ha pasado por un proceso de caracterización en el cual se miden sus parámetros más importantes para incluirlos en un *datasheet*. En este caso, al tratarse de materiales inusuales en ámbitos eléctricos, los *datasheets* especifican principalmente aspectos de resistencia mecánica y térmica, por lo que para emplearlos como sustrato es necesario determinar sus constantes dieléctricas y sus tangentes de pérdidas.

Para este cometido se utiliza una cavidad resonante cilíndrica, concretamente el modelo 85072A de Keysight que se expone en la figura 64, que opera a 10 GHz.

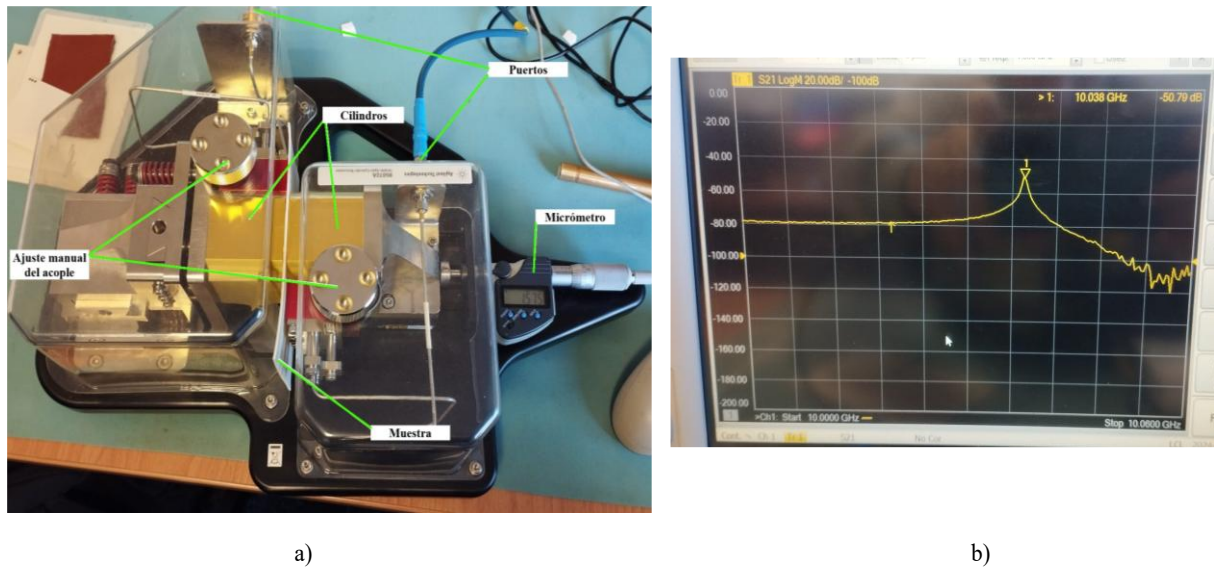


Figura 64: (a) Cavidad resonante empleada con las diferentes partes indicadas. (b) Frecuencia de resonancia sin muestra

El dispositivo se conecta al VNA y se coloca la muestra en la ranura central de la cavidad. Al excitar con el modo TE_{011} , un modo de propagación transversal eléctrico, es decir, que el campo eléctrico no tiene componente en la dirección de propagación (imprescindible para maximizar el efecto de la introducción de la muestra). Se puede observar como la resonancia de la cavidad (parámetro S_{21}) y también el factor de calidad (Q) se modifican con la introducción del dieléctrico. [3] [9] [10]

El desplazamiento frecuencial respecto a la frecuencia de resonancia original (10 GHz) permite determinar la constante dieléctrica, mientras que la reducción del factor de calidad se relaciona con la tangente de pérdidas de las muestras. Ambos parámetros se calculan automáticamente mediante el software *Keysight Materials Measurement Suite* (instalado previamente en el propio VNA).

Cabe señalar que el grosor de las muestras caracterizadas es determinante para garantizar unas medidas precisas (por ello se incluye un micrómetro), ya que puede alterar el modo de acople y generar problemas para medir correctamente. El grosor utilizado en este caso es de 1 mm ($\pm$ tolerancias de impresión), el cual es el grosor típico recomendado por el manual.

Completada la caracterización de todas las muestras se extraen los valores de la tabla 5.

	Constante dieléctrica (ϵ_r) [-]	Tangente de pérdidas ($\tan\delta$) [-]	Grosor (H) [mm]
PLA muestra A	3,087	0,008	0,950
PLA muestra B	3,424	0,004	0,836
PLA muestra C	3,183	0,006	1,008
PLA muestra D	3,384	0,008	0,911
PLA muestra E	3,419	0,004	0,858
PLA Tough muestra A	6,510	0,006	0,900
PLA Tough muestra B	5,920	0,008	1,000
PLA Tough muestra C	5,790	0,015	1,070

Tabla 5: Parámetros obtenidos de las muestras de PLA caracterizadas

Con la tabla resulta sencillo ver la varianza de los resultados obtenidos, la cual se debe a factores varios, como el grosor y las diferencias en las superficies de las muestras. Finalmente se eligen las muestras cuyos valores se van a usar para definir el sustrato en ADS y Momentum, siendo estas la muestra B del PLA y la muestra A del PLA Tough.

3.2.2 Rediseño, fabricación y medida del híbrido de 90° sobre sustratos PLA

El primer layout que se va a implementar con estos sustratos es el híbrido. El hecho de utilizar un material distinto como sustrato hace necesario rediseñar el layout mediante la herramienta Linecalc para replicar el comportamiento del circuito original. Obteniendo los layouts de la figura 65.

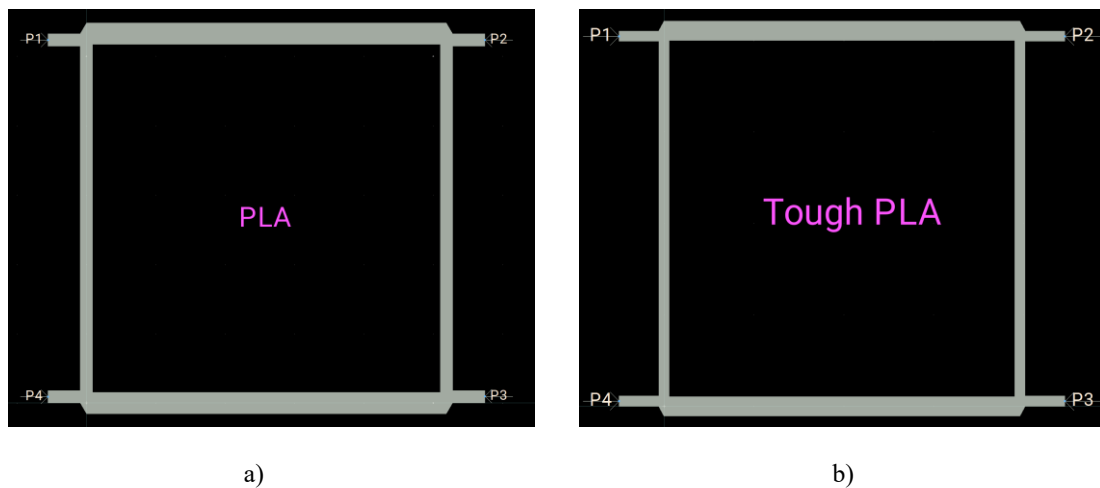


Figura 65: Layouts redimensionados en los nuevos sustratos. (a) PLA. (b) PLA Tough

Ambos layouts ocupan más sustrato que el original diseñado sobre el RO3010, esto se debe a que las constantes dieléctricas son menores, además de presentar distinto grosor. Mediante la simulación con pérdidas se obtiene la figura 66.

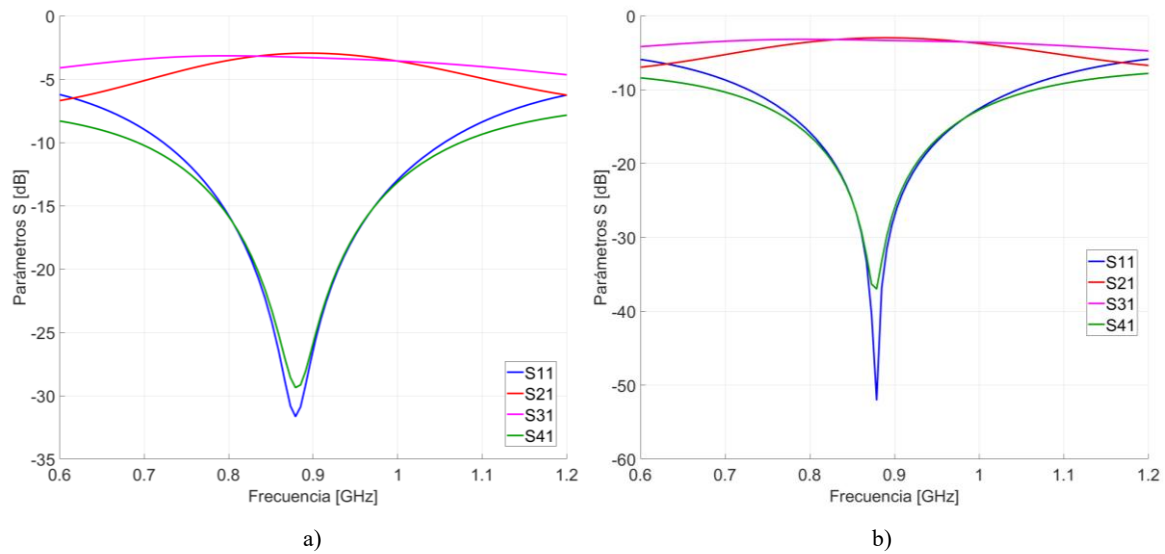


Figura 66: Respuesta frecuencial de los híbridos. (a) PLA. (b) PLA Tough

A pesar de encontrar ciertas diferencias entre las dos simulaciones (principalmente en los parámetros S_{11} y S_{41}), los niveles de adaptación y de transmisión de señal en ambos circuitos son aceptables, con lo que la simulación electromagnética valida el diseño planteado.

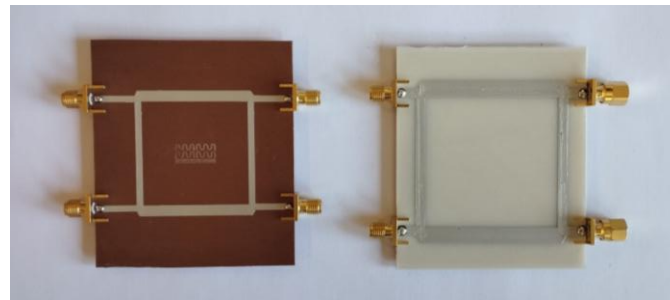
Antes de fabricar, es necesario destacar que el layout sobre PLA es más grande que la plancha de PLA de 6x6 cm que se ha usado para caracterizar el material, como consecuencia, es necesario fabricar una nueva plancha de mayores dimensiones para poder depositar el circuito sin problema.

Solucionado este detalle, se procede a depositar los layouts en los correspondientes sustratos mediante la impresora Voltera V-ONE. Es importante puntualizar que estos sustratos plásticos no aguantan el calor del curado térmico de la tinta de plata ni de la soldadura convencional, ya que se deforman o derriten casi inmediatamente. Por este motivo se emplea un método de curado a baja temperatura con un horno externo.

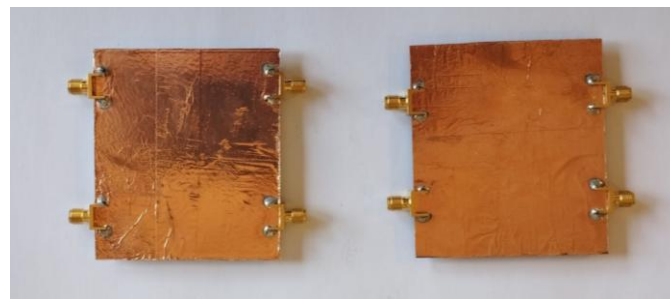
Para soldar los puertos a las pistas se utiliza una pasta de soldar que también se cura en el horno para formar una unión sin afectar notablemente al sustrato. Referente al plano de masa en este caso se trata de un adhesivo de cobre, lo que habilita que se pueda soldar de manera convencional con estaño gracias a su disipación térmica.

Tras la fabricación del prototipo se detecta que los conectores no se han soldado correctamente. Esto se debe a que el sustrato es muy delgado y no proporciona suficiente apoyo y, por ende, los prototipos no son aptos para realizar una medida experimental. La solución más directa es aumentar el grosor del sustrato con el fin de incrementar la sujeción de los puertos, por tanto, se pasa de un grosor teórico de $H = 1$ mm a $H = 1,5$ mm, esta modificación implica la fabricación de nuevas planchas de ambos tipos de PLA (80x80x1,5 mm) y la redimensión de los diseños.

Los híbridos modificados se comportan muy similar a los anteriores y la variación en cuanto a dimensiones es mínima, por tanto, se presenta directamente la figura 67 en la que se muestran los resultados finales de la fabricación.



a)



b)

Figura 67: Híbridos fabricados con PLA Tough (izquierda) y PLA (derecha). (a) Conductor superior. (b) Planos de masa adhesivos

Comprobando la continuidad de los puertos con un multímetro se confirma que la soldadura ha unido la pista con el puerto, con lo cual, configurando el VNA, realizando las medidas y exportándolas se obtiene la figura 68.

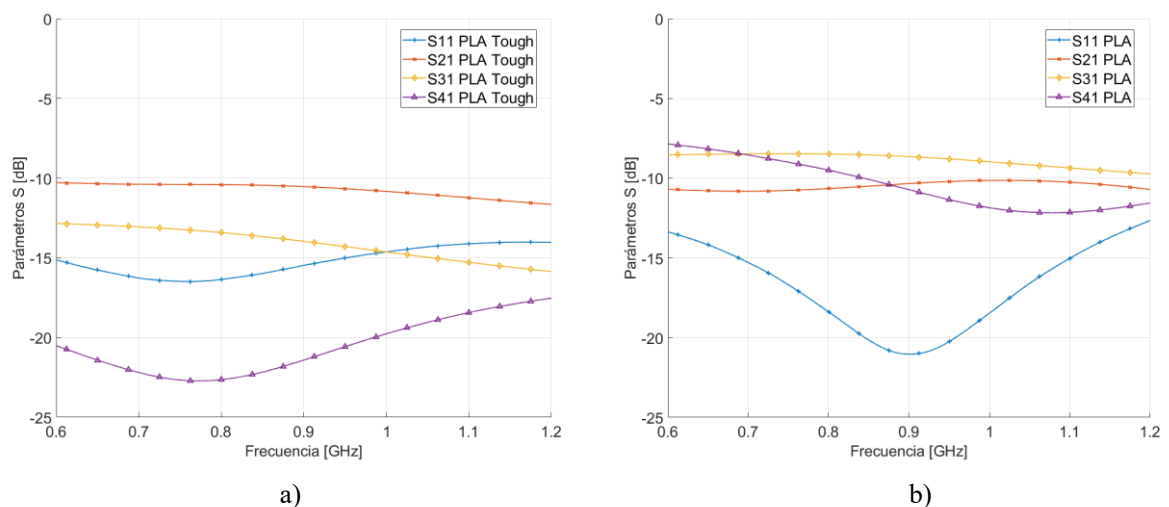


Figura 68: Respuesta frecuencial medida de los híbridos. (a) PLA Tough. (b) PLA

Se distingue de forma clara que el comportamiento medido no es el esperado ya que no muestran la transmisión de potencia adecuada ni se distingue correctamente el rango frecuencial más allá del S_{11} de la figura 68 (b).

Estas discrepancias encontradas pueden deberse a una variedad de motivos: la desadaptación de impedancias, el curado incompleto de la tinta, una posible absorción parcial de la tinta de plata en el plástico o que la conductividad reducida de la tinta y las pérdidas más elevadas de los sustratos estudiados hagan inviables los diseños realizados en este capítulo.

Estos resultados insinúan que los sustratos utilizados no son viables para este tipo de aplicaciones, sin embargo, es posible que se deban a errores inducidos por el proceso de fabricación ya que ha sido planteado mediante ensayo y error, lo que podría conducir a conclusiones erróneas.

Capítulo 4: Prueba del sistema completo

4.1 Prueba mediante generador de funciones

Habiendo desarrollado todo el proceso de diseño y construcción seguido durante todas las fases del proyecto, la última tarea es diseñar una prueba que simule una aplicación real del sistema. Esta prueba debe verificar experimentalmente que el duplexor con una antena conectada es capaz de operar con ambas frecuencias (f_{TX} y f_{RX}) sin ocasionar interferencias entre puertos.

Para conformar esta prueba es necesario un generador de funciones de radiofrecuencia, en este caso es el *PROMAX GR-405*, que se conecta a través de USB-A al ordenador, lo que permite su alimentación y su control por software.

El montaje para la prueba se basa en dos partes separadas por 30 cm y separadas de la mesa:

- Recepción: dos puertos del VNA (cables azules) se conectan a los puertos TX y RX del duplexor, además se añade una carga adaptada al puerto aislado y finalmente el dipolo en su respectivo puerto.
- Transmisión: el generador de funciones se conecta al ordenador y su salida se conecta al dipolo restante.

Con esta disposición se consigue transmitir señales a través del generador de funciones y recibirlas en el VNA (configurado en modo receptor) mediante la antena y el duplexor. Se muestra la parte receptora en la figura 69.

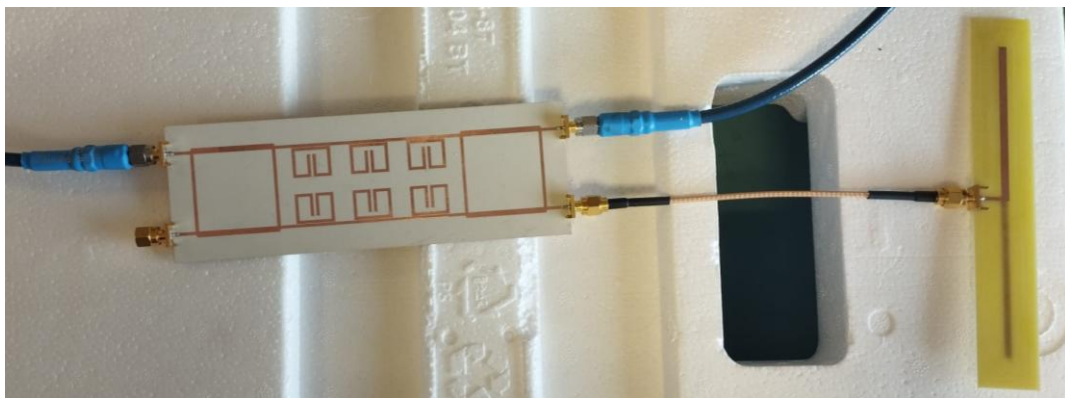


Figura 69: Montaje de la parte de recepción de la prueba

Configurando el VNA como analizador de espectros para graficar las señales reflejadas de los puertos 1 y 2 (b_{11} y b_{22} respectivamente) en magnitud lineal y activando el generador de funciones al máximo de potencia (0 dBm o 1 mW), se exportan los resultados para mostrar la figura 70.

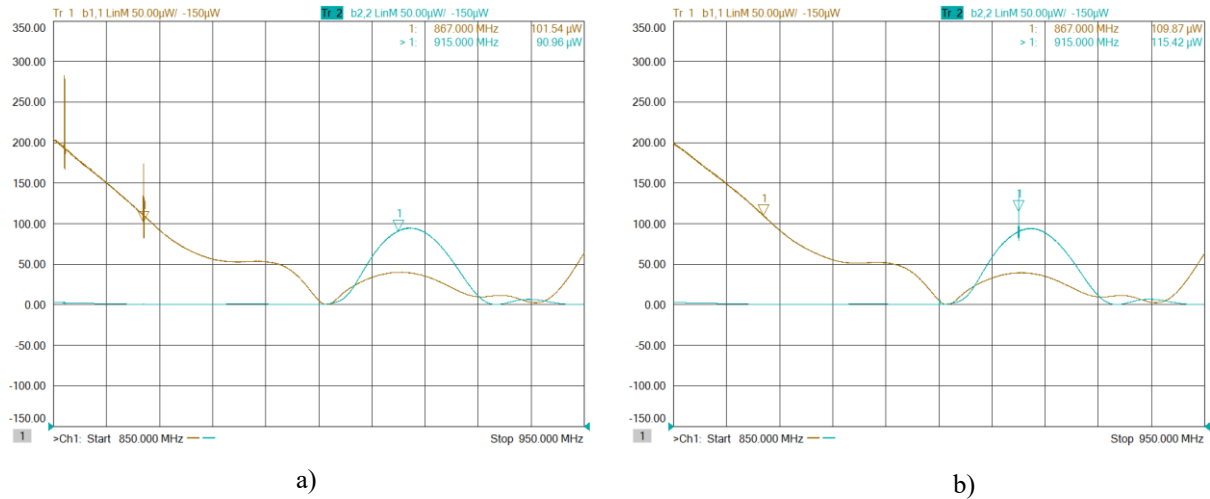


Figura 70: Magnitudes de las señales recibidas por el duplexor. (a) Generador a 867 MHz. (b) Generador a 915 MHz.

Lo que se puede extraer de estas gráficas es que cuando la antena recibe una señal de 867 MHz esta causa un pico únicamente en la curva b_{11} (color amarillo, puerto 1), mientras que cuando la antena capta una señal de 915 MHz causa un pico únicamente en la curva b_{22} (color azul, puerto 2).

A pesar de los bajos niveles de señal recibidos de entre 100 y 110 μW (de 1 mW transmitido) estos resultados demuestran que el duplexor funciona como se espera, ya que los filtros habilitan el flujo de la señal con frecuencia f_{RX} desde la antena hacia el puerto 1 mientras que dirige las señales con frecuencia f_{TX} hacia el puerto 2.

Cabe destacar que para llevar a cabo este experimento ambos puertos tienen la función de recibir las señales de sus respectivas frecuencias, sin embargo, al confirmar que ambos reciben de manera adecuada, se verifica a su vez que también se podrían utilizar para transmitir al tratarse de una estructura recíproca y sin pérdidas. Además, también es necesario señalar que el experimento no es ideal, ya que las señales no están moduladas, un detalle que podría mejorar la transmisión y recepción de las señales. Tampoco se dispone de un analizador de espectros para realizar las medidas de la manera más adecuada.

Como validación adicional hay que destacar que esta prueba se ha realizado también con un duplexor alternativo conformado por el híbrido de plata, el filtro de plata y el prototipo del híbrido de cobre, todos ellos sobre RO3010 y conectados entre ellos a través de transiciones. Obteniendo unos resultados muy similares a los expuestos con el duplexor de cobre completo.

Capítulo 5: Conclusiones

5.1. Conclusiones del proyecto

En este proyecto se ha diseñado, fabricado y caracterizado un duplexor que consigue mediante una única antena operar en frecuencias *UHF-RFID* de Europa (867 MHz) y USA (915 MHz) simultáneamente, satisfaciendo por tanto el principal objetivo planteado. Para conseguir el dispositivo final ha sido necesario el diseño, la construcción, la medida y validación individual de los elementos que conforman el sistema: el híbrido de 90°, el filtro rechazo de banda (915 MHz) y el dipolo antipodal. Todos los componentes han sido diseñados mediante simulaciones eléctricas y/o electromagnéticas en ADS y Momentum. Además, en el caso del filtro se han probado múltiples alternativas de topologías y se han llevado a cabo procesos de optimización y reducción de dimensiones.

Además de este objetivo principal se ha estudiado como alternativa la fabricación con pistas conductoras de tinta de plata mediante la Voltera V-ONE. La tinta de plata impresa sustratos de microondas (como lo es el RO3010) es capaz de aportar unos resultados objetivamente aceptables teniendo en cuenta la diferencia de conductividad entre la tinta y el cobre. Por otra parte, se ha estudiado el uso de materiales PLA como sustratos de prototipado, incluyendo su fabricación y caracterización eléctrica. Se ha comprobado que al depositar el layout del híbrido con tinta de plata no se puede distinguir el comportamiento esperado del circuito en las medidas realizadas, lo que parece indicar que estos materiales no son alternativas viables de bajo costo para prototipar.

El proyecto engloba muchos aspectos distintos de la ingeniería de radiofrecuencia e investigación, completando tareas como diseño de layouts, validación de simulaciones, medida y validación de prototipos. El prototipo del dispositivo implementado aporta versatilidad en el ámbito *RFID*, al poder usarse como si fuera un doble receptor si es necesario o como transmisor y receptor para lectores de frecuencias distintas.

5.2. Futuras líneas de investigación

La línea de investigación más directa que se puede extraer es expandir el estudio de los procesos de fabricación alternativos a otros materiales de impresora 3D, de este modo se podría llegar a determinar si los resultados obtenidos en este proyecto con los sustratos PLA son causados por el propio material, por el proceso de fabricación (caracterización, absorción y curado de la tinta, soldadura etc.) o por otros factores.

También se plantea la posibilidad de refinar el diseño del duplexor completo con el fin de reducir las pérdidas en el puerto de transmisión (P2), lo cual se podría intentar mediante un ajuste más exhaustivo del filtro rechazo de banda (incluso explorar más alternativas de filtro) y del híbrido de 90° optimizándolos con mayor precisión a las frecuencias de interés.

Bibliografía

- [1] J. S. Hong, M. J. Lancaster, R. B. Greed, D. Jedamzik, J.-C. Mage y H. J. Chaloupka, «A High- Temperature Superconducting Duplexer for Cellular Base-Station Applications» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, nº 8, 2000.
- [2] F. Martín, *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2015.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* 4th edition, John Wiley & Sons, 2012.
- [4] Rogers Corporation, «RO3000 Series Circuit Material» 2024.
- [5] J. S. Hong y M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, 2001.
- [6] L. M. Ledezma, «A study on the Miniaturization of Microstrip Square open Loop Resonators» Tampa, 2011.
- [7] C. Amor Jiménez, «Dipolo Impreso para Aplicaciones Wi-Fi y Caracterización de la Ganancia por medio de la Celda TEM» Proyecto Final de Carrera, Escola d'Enginyeria UAB, 2011.
- [8] Voltera, «Conductive Ink 3 datasheet» 2025. [En línea]. Available: <https://files.gitbook.com/v0/b/gitbook-x-prod.appspot.com/o/spaces%2FKMS1I2mCuOJeZyXjzOqV%2Fuploads%2FZsmlQuks1lY6xjpOtU4T%2FConductor3-Rev2.pdf?alt=media&token=63602eed-1367-46e2-86ea-e591fce45344>.
- [9] Keysight Technologies, «85072A 10-GHz Split Cylinder Resonator» 2018.
- [10] IPC, «IPC-TM-650 Test Methods Manual» Chicago, 2007.

Anexo A. Códigos Matlab

A.1. Cálculo de la curva de susceptancia

Mediante el script siguiente se calculan las curvas de susceptancia y las susceptancias teóricas a implementar. Este ejemplo es el resonador *hairpin* inicial con *FBW* de 1% y con pérdidas. Se utiliza el mismo código para los demás casos, cambiando las variables necesarias.

```
f1 = 0.910e+9; % FBW = 1%
f2 = 0.920e+9;

g0 = 1;          % 0.1 dB ripple
g1 = 1.0316;
g2 = 1.1474;
g3 = 1.0316;
g4 = 1;

f0 = sqrt(f1*f2);      % Cálculos de las ecuaciones 1 y 2
FBW = (f2-f1)/f0;

ratio_Yu_Yo = 1/(g0*g4);

b1_norm_obj = g0/(g1*FBW);
b2_norm_obj = g0/(g2*FBW);
b3_norm_obj = g0/(g3*FBW);

% Anchos de banda medidos con resonador hairpin con pérdidas
Delta_F = [30.7e6 26.2e6 22.8e6 19.4e6 16.7e6 14.9e6 13.2e6 11.8e6 10.4e6 9.3e6 8.3e6 7.5e6
7e6 5.8e6 5.2e6 4.5e6 4e6 3.4e6 2.8e6 2.1e6];

S = 0.1:0.1:2;          % Separaciones simuladas
b_norm = zeros(1);

for i=1:length(S)
    b_norm(i) = f0/(2*Delta_F(i)); % ecuación 3
end

S_obj = interp1(b_norm,S, [b2_norm_obj b1_norm_obj]);

figure1 = plot(S,b_norm,"r"); hold on

plot (S_obj,[b2_norm_obj b1_norm_obj], "b*", MarkerSize=8) % Plot separación vs
Susceptancia normalizada

xlabel("Separación S [mm]")
ylabel("b/Yo")
title("Susceptancia normalizada Vs Separación")
grid on
axis([0.1 2 0 220])
```

A.2. Graficar parámetros S a partir de ficheros Touchstone

En este apartado se muestra un ejemplo de código (ya que resultan bastante similares entre sí) que se ha utilizado para formar gráficas a partir de las medidas exportadas del VNA. En este caso se trata de la comparación entre simulación y medida del híbrido de cobre (magnitud)

```
files = { % importar ficheros de las medidas (s2p) y
simulación (s4p)
    "Hibrido-cobre- S21.s2p"
    "Hibrido-cobre-S31.s2p"
    "Hibrido-cobre-S41.s2p"
    "Hibrido-cobre-sim.s4p"
};

nombres21 = {
    "S21 medida"
    "S31 medida"
    "S41 medida"
};

figure;
hold on

for i = 1:length(files) %bucle para asignar los parámetros S a variables
mediante RF Tools
    s = sparameters(files{i});
    freq = s.Frequencies;
    if i == 1
        S11_medida = rfparam(s, 1, 1);
        S11_dB_medida = 20*log10(abs(S11_medida));
        plot(freq/1e9, S11_dB_medida, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', "S11 medida")

        S21 = rfparam(s, 2, 1);
        S21_dB = 20*log10(abs(S21));

        plot(freq/1e9, S21_dB, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', nombres21{i})

    elseif i == 2 || i==3
        S21 = rfparam(s, 2, 1);
        S21_dB = 20*log10(abs(S21));

        plot(freq/1e9, S21_dB, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', nombres21{i})

    else
        S11_sim = rfparam(s, 1, 1);
        S11_dB_sim = 20*log10(abs(S11_sim));
        plot(freq/1e9, S11_dB_sim, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', "S11 simulación",
LineStyle="--")
        S21_sim = rfparam(s, 2, 1);
        S21_dB_sim = 20*log10(abs(S21_sim));
        plot(freq/1e9, S21_dB_sim, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', "S21 simulación",
LineStyle="--")

        S31_sim = rfparam(s, 3, 1);
        S31_dB_sim = 20*log10(abs(S31_sim));
```

```

        plot(freq/1e9, S31_dB_sim, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', "S31 simulación",
LineStyle="--")

        S41_sim = rfparam(s, 4, 1);
        S41_dB_sim = 20*log10(abs(S41_sim));
        plot(freq/1e9, S41_dB_sim, 'LineWidth', 1.5, 'DisplayName', "S41 simulación",
LineStyle="--")

    end
end

newcolors = ["#0000FF" "#FF0000" "#FF00FF" "#009900" "#0000FF" "#FF0000" "#FF00FF"
"#009900"];
colororder(newcolors);

grid on
axis([0.5 1.2 -65 0])
xlabel('Frecuencia [GHz]')
ylabel('Parámetros S [dB]')
legend('Location','best')

```

Otro ejemplo puede ser el graficado de la fase de los híbridos a partir de los ficheros *.sNp*, como el que se muestra a continuación.

```

s = sparameters("hibrido_TLIN.s4p"); % importar ficheros

freq_21= s.Frequencies; % asignación de parámetros de interés
S21 = rfparam(s,2,1);
S21_phase = angle(S21);

S31 = rfparam(s,3,1);
S31_phase = angle(S31);

Desfase_23 = rad2deg(unwrap(S21_phase)- unwrap(S31_phase)); % cálculo de la fase "unwrapped"

plot(freq_21/1e9, Desfase_23, "LineWidth", 2, "Color", [1 0 0], DisplayName="Desfase entre
puertos 2 y 3") % plot y detalles varios

grid on
axis([ 0.5 1.2 50 130])
legend('Location','best')
xlabel("Frecuencia [GHz]");
ylabel("Desfase [°]")
yline(90,"--k","DisplayName","Desfase esperado",LineWidth=2)

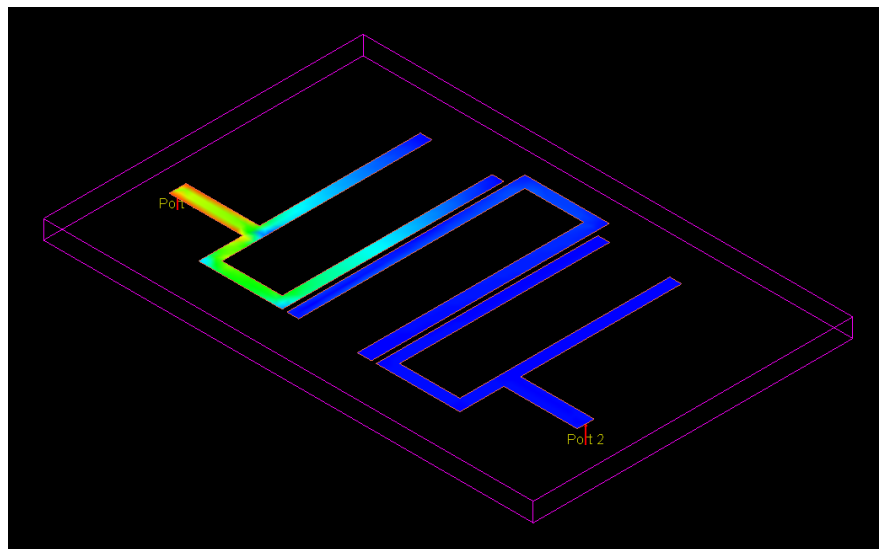
fontsize(30,"points")

```

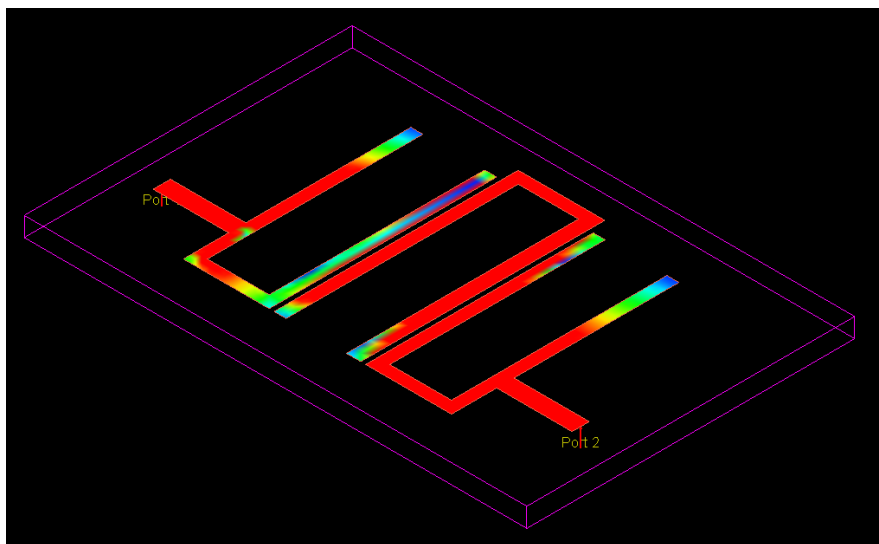

Anexo B. Distribución de corrientes en simulación

B.1. Diseño del filtro paso banda con resonadores hairpin

En esta sección se va a mostrar la distribución de corrientes de un diseño de filtro paso banda con resonadores hairpin acoplados, que se descartó en las fases de diseño del filtro. Se muestra por tanto la figura A1 y A2, donde el color azul hace referencia a mínimos de corriente, el color rojo hace referencia a máximos y los demás colores referencian los valores intermedios.



A 1: Distribución de corriente del filtro paso banda en una frecuencia fuera de la banda pasante (100 MHz)

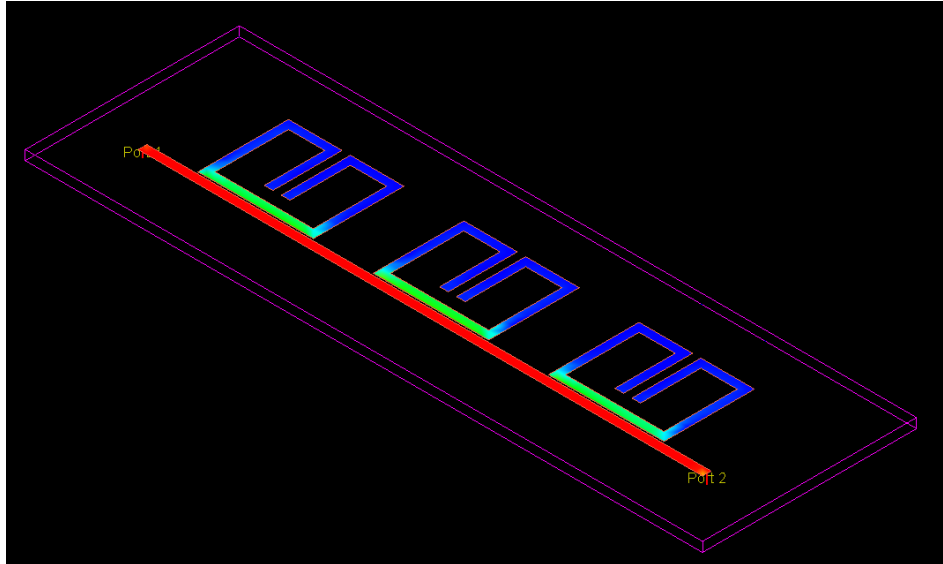


A 2: Distribución de corriente del filtro paso banda en la frecuencia central (867 GHz)

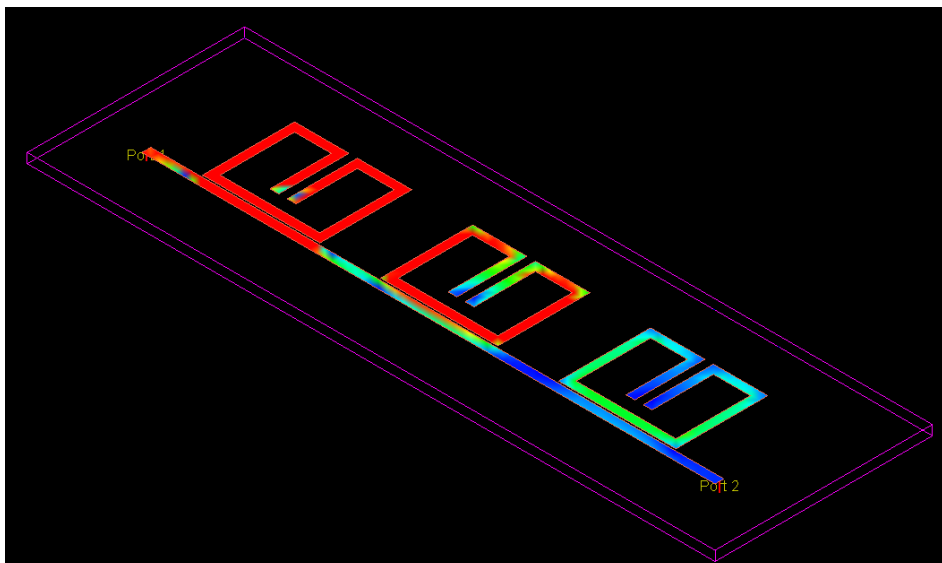
Este ejemplo es un filtro similar al ejemplo que se muestra en el respectivo apartado de [5]. Se utilizó para comprobar la eficacia y la sencillez de implementación.

B.2. Diseño final del filtro rechazo de banda con resonadores “folded arms”

Se va a mostrar ahora la distribución de corrientes para el filtro definitivo diseñado en el apartado 2.3.1 e implementado en el duplexor en las figuras A3 y A4.



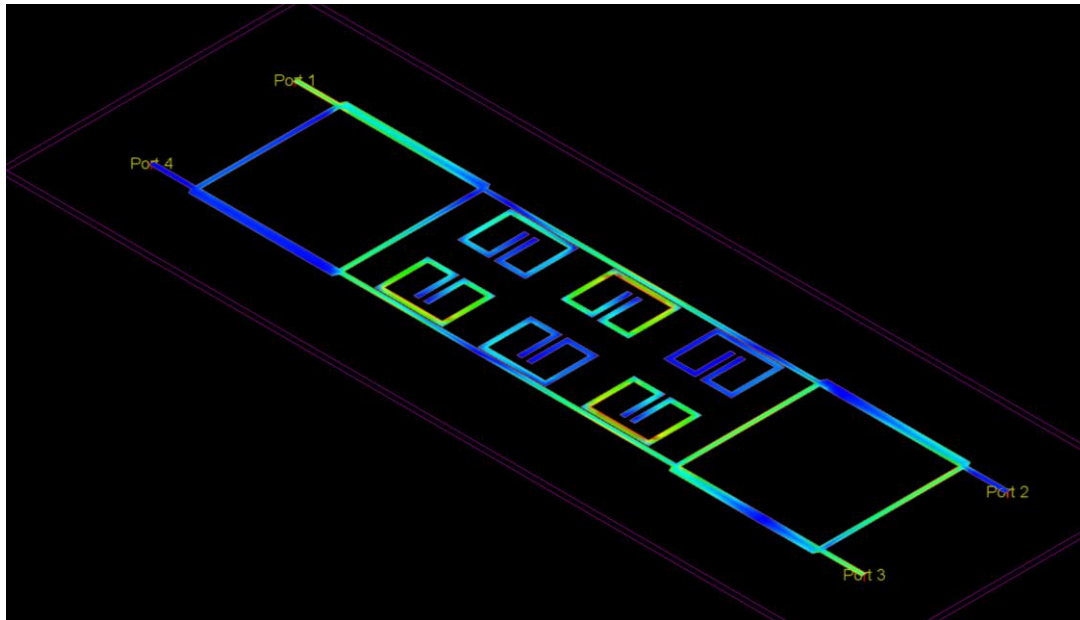
A 3: Distribución de corriente del filtro rechazo de banda para una frecuencia fuera de la banda eliminada (100 MHz)



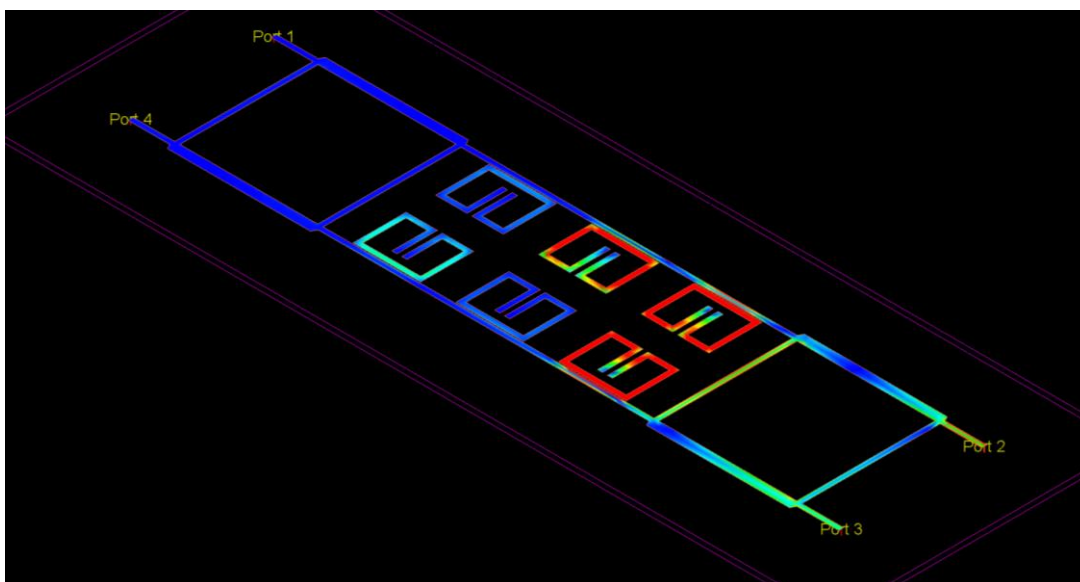
A 4: Distribución de corriente del filtro rechazo de banda en la frecuencia central (915 MHz)

B.3. Duplexor completo

La distribución de corrientes del duplexor, con tal de exponer más allá de los parámetros S, que el duplexor es capaz de desviar las señales a los puertos que corresponden. Se presentan entonces los casos de las figuras A5 y A6.



A 5: Distribución de corrientes para una señal incidente en el puerto 3 (antena) de 867 MHz



A 6: Distribución de corrientes para una señal incidente en el puerto 2 (transmisión) de 915 MHz

Estas dos imágenes consiguen mostrar el funcionamiento del duplexor, ya que en ninguna existe transmisión de señal entre los puertos 1 y 2 y además consigue redirigir las señales hacia la antena o puerto correspondiente.