



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

— **TELECOM** ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de
Telecomunicación

Diseño de divisores y acopladores direccionales en guía de
onda rectangular.

Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación

AUTOR/A: Gilabert Sieres, Joan

Tutor/a: Baquero Escudero, Mariano

CURSO ACADÉMICO: 2023/2024

RESUMEN

Este trabajo se centra en el desarrollo de procedimientos de diseño para dispositivos de microondas, específicamente divisores de potencia y acopladores direccionales, utilizando guías rectangulares como medio de transmisión. Se lleva a cabo una investigación exhaustiva de diversas configuraciones estructurales dentro de cada tipo de dispositivo, con el objetivo de analizar y comparar su eficiencia, así como su aplicabilidad en diferentes contextos. A partir de este análisis detallado, se desarrollan procedimientos de diseño específicos para cada dispositivo, los cuales son posteriormente validados mediante simulaciones numéricas. Estas simulaciones no solo permiten optimizar los diseños, sino también evaluar y mejorar características clave, como la pérdida de inserción, la directividad y otros parámetros críticos para el rendimiento en aplicaciones de alta frecuencia. Los resultados obtenidos son rigurosamente documentados, ofreciendo así una guía práctica y robusta para ingenieros y diseñadores en la creación de dispositivos de microondas eficientes y confiables.

Palabras Clave: Divisores de potencia; Acopladores direccionales; Guías de onda; Microondas.

RESUM

Aquest treball se centra en el desenvolupament de procediments de disseny per a dispositius de microones, específicament divisors de potència i acobladors direccionals, utilitzant guies rectangulars com a mitjà de transmissió. Es duu a terme una investigació exhaustiva de diverses configuracions estructurals dins de cada tipus de dispositiu, amb l'objectiu d'analitzar i comparar la seua eficiència, així com la seua aplicabilitat en diferents contextos. A partir d'aquesta anàlisi detallada, es desenvolupen procediments de disseny específics per a cada dispositiu, els quals són posteriorment validats mitjançant simulacions numèriques. Aquestes simulacions no només permeten optimitzar els dissenys, sinó també avaluar i millorar característiques clau, com ara la pèrdua d'inserció, la directivitat i altres paràmetres crítics per al rendiment en aplicacions d'alta freqüència. Els resultats obtinguts són rigorosament documentats, oferint així una guia pràctica i robusta per a enginyers i dissenyadors en la creació de dispositius de microones eficients i fiables.

Paraules Clau: Divisors de potència; Acobladors direccionals; Guies d'ona; Microones.

ABSTRACT

This work focuses on the development of design procedures for microwave devices, specifically power dividers and directional couplers, using rectangular waveguides as the transmission medium. An exhaustive investigation is carried out on various structural configurations within each type of device, aiming to analyze and compare their efficiency as well as their applicability in different contexts. Based on this detailed analysis, specific design procedures are developed for each device, which are subsequently validated through numerical simulations. These simulations not only allow for the optimization of designs but also help evaluate and improve key characteristics, such as insertion loss, directivity, and other critical parameters for performance in high-frequency applications. The obtained results are rigorously documented, thus providing a practical and robust guide for engineers and designers in the creation of efficient and reliable microwave devices.

Keywords: Power dividers; Directional couplers; Waveguides; Microwaves.

RESUMEN EJECUTIVO

La memoria del TFG “Diseño de divisores y acopladores en guía de onda rectangular” debe desarrollar en el texto los siguientes conceptos, debidamente justificados y discutidos, centrados en el ámbito de los dispositivos de microondas.

CONCEPT (ABET)	CONCEPTO (traducción)	¿Cumple? (S/N)	¿Dónde? (páginas)
1. IDENTIFY:	1. IDENTIFICAR:		
1.1. Problem statement and opportunity	1.1. Planteamiento del problema y oportunidad	SI	7
1.2. Constraints (standards, codes, needs, requirements & specifications)	1.2. Toma en consideración de los condicionantes (normas técnicas y regulación, necesidades, requisitos y especificaciones)	SI	9-20
1.3. Setting of goals	1.3. Establecimiento de objetivos	SI	7
2. FORMULATE:	2. FORMULAR:		
2.1. Creative solution generation (analysis)	2.1. Generación de soluciones creativas (análisis)	SI	23-58
2.2. Evaluation of multiple solutions and decisionmaking (synthesis)	2.2. Evaluación de múltiples soluciones y toma de decisiones (síntesis)	SI	23-58
3. SOLVE:	3. RESOLVER:		
3.1. Fulfilment of goals	3.1. Evaluación del cumplimiento de objetivos	SI	61
3.2. Overall impact and significance (contributions and practical recommendations)	3.2. Evaluación del impacto global y alcance (contribuciones y recomendaciones prácticas)	SI	61

Índice

Capítulo 1. Introducción	9
1.1 Justificación	9
1.2 Objetivos	9
1.3 Estructura del Trabajo	10
Capítulo 2. Utilización del Software	11
2.1 CST	11
2.2 Modeling	12
2.3 Simulaciones en Alta Frecuencia (<i>High Frequency Simulation</i>)	14
Capítulo 3. Marco Teórico	20
3.1 Microondas	20
3.2 Guías de onda rectangulares	20
3.3 Parámetros y Matriz de Dispersión	21
3.4 Propiedades de Redes	22
Capítulo 4. Divisores y Acopladores	24
4.1 Teoría Divisores	24
4.2 Diseño Divisor en Guía Rectangular en Plano E con Tramo Adaptado a la Entrada	25
4.3 Diseño de un Divisor en Guía Rectangular en plano E con Tramo Adaptado en cada Salida	29
4.4 Teoría Acopladores Direccionales	31
4.5 Teoría Acopladores Híbridos	33
4.6 Diseño de Acoplador Riblet con Cilindro	34
4.6.1 Acoplador 3 dB	37
4.6.2 Acoplador 4.77 dB	41
4.6.3 Acoplador 6 dB	45
4.7 Diseño Acopladore Riblet Escalones	49
4.7.1 Acoplador 3 dB	51
4.7.2 Acoplador 4.77 dB	57
4.7.3 Acoplador 6 dB	59
Capítulo 5. Conclusiones	62
5.1 Conclusiones	62

5.2 Líneas Futuras.....	62
Capítulo 6. Bibliografía	63

Índice de figuras

Figura 1: Creación de un cubo en CST	12
Figura 2: Configuración del material en CST	13
Figura 3: Configuración rango de frecuencias	15
Figura 4: Configuración puerto en guía de onda.....	15
Figura 5: Configuración de los límites de la estructura.....	16
Figura 6: Configuración de la simulación	16
Figura 7: Configuración Parameter Sweep	17
Figura 8: Configuración Optimizer	18
Figura 9: Objetivos Optimizer.....	18
Figura 10: Información Optimizer	19
Figura 11: Definición de las variables del divisor 1	26
Figura 12: Divisor 1 sin tramo adaptado.....	27
Figura 13: Simulación parámetros S sin tramo adaptado.....	27
Figura 14: Simulación S11 parameter sweep alpha	28
Figura 15: Resultado final divisor 1	29
Figura 16: Definición de variables divisor 2	30
Figura 17: Simulación S11 parameter sweep alpha	30
Figura 18: Resultado final divisor 2.....	31
Figura 19: Acoplador direccional.....	32
Figura 20: Definición de las variables acoplador 1	34
Figura 21: Simulación S31 parameter sweep W2	35
Figura 22: Simulación S41 parameter sweep W2	36
Figura 23: Simulación S31-S41 parameter sweep W2.....	36
Figura 24: Simulación S31 parameter sweep L.....	37
Figura 25: Simulación S41 parameter sweep L.....	37
Figura 26: Simulación S31-S41 parameter sweep L	38
Figura 27: Resultado parámetros S sin introducir el cilindro.....	38
Figura 28: Simulación S11 parameter sweep H.....	39
Figura 29: Simulación S21 parameter sweep H.....	39
Figura 30: Simulación S31 parameter sweep H.....	40
Figura 31: Simulación S41 parameter sweep H.....	40
Figura 32: Simulación S31-S41 parameter sweep H.....	40
Figura 33: Simulación S31 parameter sweep L.....	41
Figura 34: Simulación S41 parameter sweep L.....	42
Figura 35: Simulación S31-S41 parameter sweep L	42
Figura 36: Simulación S11 parameter sweep H.....	43
Figura 37: Simulación S21 parameter sweep H.....	43
Figura 38: Simulación S31 parameter sweep H.....	44
Figura 39: Simulación S31-S41 parameter sweep H.....	44
Figura 40: Resultado final acoplador 4.77 dB.....	45
Figura 41: Simulación S31 parameter sweep L.....	45
Figura 42: Simulación S41 parameter sweep L.....	46
Figura 43: Simulación S31-S41 parameter sweep L	46
Figura 44: Simulación S31 parameter sweep H.....	47
Figura 45: Simulación S41 parameter sweep H.....	47
Figura 46: Simulación S31-S41 parameter sweep H.....	47

Figura 47: Simulación S31 parameter sweep D	48
Figura 48: Simulación S41 parameter sweep D	48
Figura 49: Simulación S31-S41 parameter sweep D.....	49
Figura 50: Resultado final acoplador 6 dB.....	49
Figura 51: Definición de variables acoplador 2	50
Figura 52: Parameter list inicial acoplador 2.....	50
Figura 53: Parameter list acoplador 3 dB.....	51
Figura 54: Resultado S31-S41 acoplador 3 dB	52
Figura 55: Resultado parámetros S acoplador 3 dB.....	52
Figura 56: Simulación S31 parameter sweep W2	53
Figura 57: Simulación S41 parameter sweep W2	53
Figura 58: Simulación S31-S41 parameter sweep W2.....	54
Figura 59: Simulación S11 parameter sweep W2	54
Figura 60: Simulación S21 parameter sweep W2	55
Figura 61: Simulación S31 parameter sweep L_gap.....	55
Figura 62: Simulación S41 parameter sweep L_gap.....	56
Figura 63: Simulación S31-S41 parameter sweep L_gap	56
Figura 64: Simulación S11 parameter sweep L_gap.....	57
Figura 65: Simulación S21 parameter sweep L_gap.....	57
Figura 66: Resultado S31-S41 inicial acoplador 4.77 dB	58
Figura 67: Resultado inicial parámetros S acoplador 4.77 dB	58
Figura 68: Resultado S31-S41 acoplador 4.77 dB optimizado	59
Figura 69: Resultado parámetros S acoplador 4.77 dB optimizado	59
Figura 70: Resultado inicial S31-S41 acoplador 6 dB	60
Figura 71: Resultado inicial parámetros S acoplador 6 dB	60
Figura 72: Resultdo S31-S41 acoplador 6 dB optimizado	61
Figura 73: Resultado parámetros S acoplador 6 dB optimizado	61

Capítulo 1. Introducción

1.1 Justificación

La justificación de este trabajo radica en la importancia fundamental que tienen los acopladores direccionales y los divisores de potencia en una amplia gama de aplicaciones en el campo de las comunicaciones y la ingeniería de microondas. Estos dispositivos son esenciales en sistemas de transmisión, donde se requieren operaciones precisas de división y combinación de señales, así como en aplicaciones de radar, sistemas de antenas y diversas tecnologías de comunicación inalámbrica.

El diseño optimizado de acopladores direccionales y divisores de potencia es crucial para mejorar la eficiencia y el rendimiento de los sistemas en los que se integran. En particular, el uso de guías rectangulares como medio de transmisión presenta ventajas significativas, como la capacidad de manejar altas potencias y minimizar las pérdidas, lo que hace que el estudio de estos dispositivos en este contexto sea altamente relevante.

Este trabajo se enfoca en desarrollar procedimientos de diseño específicos para estos dispositivos, abordando tanto la teoría subyacente como la implementación práctica. Se explorarán diferentes configuraciones y estructuras, con el objetivo de identificar las más eficientes y adecuadas para diversas aplicaciones. Además, la simulación de los diseños permitirá validar las teorías propuestas y ajustar los parámetros para alcanzar un rendimiento óptimo.

En resumen, este trabajo no solo busca contribuir al conocimiento técnico del diseño de acopladores direccionales y divisores de potencia en guías rectangulares, sino también proporcionar soluciones prácticas y optimizadas que puedan ser aplicadas en la industria de las telecomunicaciones y otras áreas relacionadas.

1.2 Objetivos

El objetivo general de este Trabajo de Fin de Grado es el estudio y desarrollo de procedimientos de diseño para divisores de potencia y acopladores direccionales, utilizando guías rectangulares como medio de transmisión.

Para lograr el objetivo general del trabajo se han desarrollado los siguientes objetivos específicos:

Desarrollar Procedimientos de Diseño: Establecer y documentar procedimientos claros y detallados para el diseño de acopladores direccionales y divisores de potencia utilizando guías rectangulares.

Explorar Diferentes Estructuras: Investigar y comparar diversas configuraciones y estructuras de acopladores direccionales y divisores de potencia para identificar las más eficientes en términos de rendimiento y aplicabilidad.

Optimizar el Rendimiento: Ajustar y perfeccionar los diseños basados en los resultados de las simulaciones para maximizar la eficiencia, minimizar las pérdidas y mejorar el rendimiento general de los dispositivos.

Proporcionar Soluciones Prácticas: Ofrecer soluciones de diseño optimizadas que puedan ser aplicadas en la industria de las telecomunicaciones y en otras áreas que utilicen tecnologías de microondas.

1.3 Estructura del Trabajo

Este trabajo está estructurado en los siguientes capítulos:

Capítulo 2: En este capítulo se desarrolla el funcionamiento del software utilizado, separándolo en dos temas distintos, el modelado y las simulaciones.

Capítulo 3: Este capítulo engloba el marco teórico del trabajo, donde se introducen conceptos como las microondas, las guías de ondas, los parámetros de dispersión y las propiedades de redes.

Capítulo 4: Es el capítulo donde se aborda la teoría de los divisores y acopladores y se desarrolla la mayor parte del trabajo, el diseño y simulación de las diferentes estructuras.

Capítulo 5: Se desarrollan las conclusiones del estudio y las líneas futuras.

Por último, se incluye la bibliografía del trabajo y un anexo que relaciona el trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible.

Capítulo 2. Utilización del Software

2.1 CST

CST Studio Suite es un software de simulación electromagnética en 3D de vanguardia, desarrollado por *Computer Simulation Technology* (CST), que se ha convertido en una herramienta esencial para ingenieros y diseñadores que trabajan en el diseño y optimización de dispositivos y sistemas electromagnéticos. Este software permite la simulación precisa de una amplia gama de fenómenos electromagnéticos, lo que es fundamental para garantizar el rendimiento y la eficiencia en productos que dependen de la correcta interacción con los campos electromagnéticos.

El software es ampliamente utilizado en diversas industrias, incluyendo la aeroespacial, telecomunicaciones, automotriz, y electrónica, donde los desafíos de diseño y desarrollo son cada vez más complejos y exigentes. Desde la creación de antenas hasta el análisis de circuitos integrados y sistemas de microondas, CST Studio Suite proporciona un entorno de simulación integral que permite a los usuarios explorar y optimizar sus diseños antes de la fabricación, reduciendo así los costos de prototipos y acortando significativamente los tiempos de desarrollo.

Una de las características de CST Studio Suite es su integración de varios módulos especializados, cada uno diseñado para abordar aspectos específicos de la simulación electromagnética. Por ejemplo:

- **CST Microwave Studio** se centra en la simulación de dispositivos de microondas y radiofrecuencia (RF), permitiendo un análisis detallado de su comportamiento electromagnético.
- **CST EM Studio** está diseñado para la simulación de campos eléctricos y magnéticos, tanto estáticos como cuasiestáticos, lo que es crucial para el diseño de dispositivos como transformadores y motores eléctricos.
- **CST Particle Studio** permite la simulación de la interacción de partículas cargadas con campos electromagnéticos, siendo particularmente útil en la física de aceleradores y en el diseño de tubos de vacío.
- **CST Cable Studio** se utiliza para modelar y simular el comportamiento de cables y conexiones en entornos electromagnéticos complejos, lo que es fundamental en el diseño de sistemas de interconexión y vehículos.

Gracias a su capacidad para simular fenómenos electromagnéticos complejos en un entorno intuitivo y unificado, CST Studio Suite permite a los ingenieros predecir con precisión cómo se comportarán sus diseños en el mundo real. Esto no solo ayuda a mejorar el rendimiento de los dispositivos, sino que también contribuye a la reducción de costos y a la mitigación de riesgos asociados con la fabricación y la implementación de nuevos productos.

En este trabajo se han empleado tanto las funciones del apartado de *Modeling*, para diseñar y parametrizar las diferentes estructuras, como las del apartado de *Simulation*, para realizar las diversas simulaciones referentes a cada diseño.

2.2 Modeling

El apartado *Modeling* en CST Studio Suite es una sección fundamental del software donde se crean y configuran las geometrías de los componentes que se van a simular. Aquí, los usuarios pueden diseñar y parametrizar diversas estructuras utilizando una variedad de herramientas para definir formas básicas como ladrillos, cilindros y esferas, así como formas más complejas. Además, permite agrupar formas en componentes, facilitando la organización y manipulación de las distintas partes del modelo.

Las funciones de modelado también incluyen la capacidad de editar y modificar formas existentes, aplicar transformaciones como traslaciones, rotaciones y escalados, y asignar materiales a las geometrías. La estructura jerárquica de los componentes dentro del apartado *Modeling* facilita la gestión de proyectos complejos, permitiendo realizar operaciones en conjuntos completos de formas de manera eficiente.

A continuación, se van a describir las operaciones más importantes que se pueden hacer en este apartado. En primer lugar, se mostrará como crear una estructura cualquiera, ya que al empezar un diseño siempre se ha de partir de una estructura inicial. Esta estructura puede tener la forma que más se ajuste a lo que se quiera, la forma deseada se seleccionara en el apartado *Shapes*. Pulsando el botón *esc* se puede tener acceso a las coordenadas donde se quiera colocar la estructura deseada:

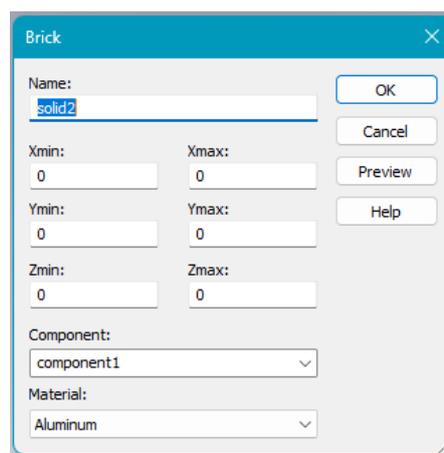


Figura 1: Creación de un cubo en CST

En la figura anterior se observa que se puede cambiar el nombre, el componente e incluso el material de la estructura a definir.

En cuanto a los componentes, cada componente es una subcarpeta de la carpeta componentes que se encuentra en el árbol de navegación. Cada carpeta de componente individual puede contener un número arbitrario de formas. El propósito de la estructura de componentes es agrupar objetos que pertenecen al mismo componente geométrico, como conectores, antenas, etc. Esta agrupación jerárquica de formas permite realizar operaciones simplificadas en componentes completos, como transformaciones, eliminaciones, etc, [1].

También se puede cambiar el material pulsando en *New Material*:

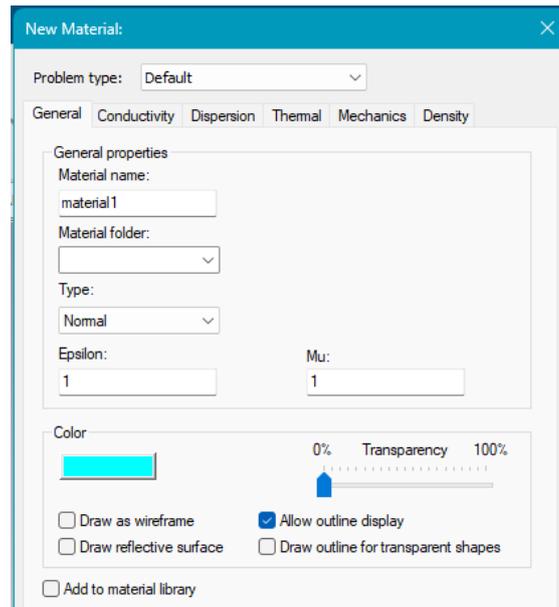


Figura 2: Configuración del material en CST

En esta ventana, se puede especificar el nombre y el tipo de material. Es importante tener en cuenta que los tipos de materiales disponibles y las opciones asociadas varían según el módulo que estés utilizando. Además, se tiene la opción de cambiar el color del material haciendo clic en el botón *Color*. Después de hacer clic en *OK*, el nuevo material se guarda y se muestra en la carpeta *Materials* del árbol de navegación. Al seleccionar un material en el árbol de navegación, se resaltan todas las formas que están asociadas con ese material, mientras que las demás formas se visualizarán de manera transparente.

Una vez se tiene la estructura inicial se pueden hacer diferentes operaciones con ella a través de la pestaña *Transform*. En la ventana, se podrán seleccionar las siguientes transformaciones:

- **Translate:** Esta transformación aplica una traslación vectorial a la forma seleccionada.
- **Scale:** Al elegir esta transformación, se puede escalar la forma a lo largo de los ejes de coordenadas. Al desmarcar *Scale uniform*, se puede especificar diferentes factores de escala para cada dirección de las coordenadas.
- **Rotate:** Esta transformación aplica una rotación de la forma alrededor de un eje de coordenadas en un ángulo fijo. Además, se puede especificar el centro de rotación en el campo *Origin*. El centro puede ser el centro de la forma (calculado automáticamente) o cualquier punto especificado. Se ha de especificar el ángulo de rotación y la configuración del eje ingresando el ángulo correspondiente en el campo de entrada del eje correspondiente.
- **Mirror:** Esta transformación permite reflejar la forma en un plano especificado. Un punto en el plano de reflexión se especifica en el campo *Mirror Plane Origin*, y el vector normal del plano se ingresa en el campo de entrada *Mirror plane normal input*.

Para todas las transformaciones anteriores, se puede especificar si la forma original debe mantenerse o eliminarse. Además, se puede especificar en el campo *Repetition Factor* cuántas veces se aplicará la misma transformación a la forma (cada vez que se produce una nueva forma cuando la opción *Copy* está activa). Una vez que se selecciona un tipo particular de transformación, los controles correspondientes se visualizarán en la vista principal. Los

parámetros de transformación reales se pueden especificar ingresando valores numéricos en los campos de entrada o simplemente arrastrando los controles con el ratón, [1].

Por último, una de las operaciones más usada para crear formas complejas es combinar formas simples utilizando operaciones booleanas. Estas operaciones permiten sumar, restar e insertar formas entre sí. Se puede acceder a las siguientes operaciones booleanas seleccionando los ítems correspondientes: *Modeling: Tools* → *Boolean* → *Add / Subtract / Intersect / Insert*. Estas operaciones están disponibles solo cuando se selecciona una forma concreta. Una vez que la operación booleana está activada, se te pedirá que selecciones la "segunda" forma. Presionar la tecla *Enter* realizará la combinación booleana. El resultado depende del tipo de operación booleana:

- **Add:** Suma la segunda forma a la primera, manteniendo las configuraciones de componente y material de la primera forma.
- **Subtract:** Resta la segunda forma de la primera, manteniendo las configuraciones de componente y material de la primera forma.
- **Intersect:** Intersecta la primera forma con la segunda, manteniendo las configuraciones de componente y material de la primera forma.
- **Insert:** Inserta la segunda forma en la primera, manteniendo ambas formas, pero modificando solo la primera.

Las operaciones de recorte están disponibles únicamente en una ventana especial llamado *Shape Intersection*, que aparece cuando se crea una forma que intersecta o toca áreas con formas existentes.

2.3 Simulaciones en Alta Frecuencia (*High Frequency Simulation*)

El apartado de *High Frequency Simulation* en CST Studio Suite está diseñado para la simulación de dispositivos y sistemas que operan en rangos de alta frecuencia, como antenas, circuitos de microondas, filtros RF y otros componentes electromagnéticos avanzados. Esta sección es crucial para analizar cómo se comportan los campos electromagnéticos en aplicaciones de alta frecuencia, permitiendo a los ingenieros predecir el rendimiento de sus diseños con gran precisión.

En este apartado, se emplean diversos métodos numéricos, como el Método de los Elementos Finitos (FEM) y el Método de los Momentos (MoM), para resolver ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo o de la frecuencia. Los usuarios pueden configurar parámetros como la frecuencia de operación, las condiciones de contorno, y las propiedades de los materiales para obtener resultados como la dispersión, la radiación, y la impedancia de los dispositivos.

Además, el apartado ofrece herramientas para visualizar los resultados de las simulaciones, como diagramas de radiación, parámetros *S*, y mapas de campo electromagnético, facilitando el análisis y la optimización del diseño.

Para llevar a cabo las simulaciones que se quieren hacer en este trabajo se han de seguir unos pasos dentro del programa CST. Una vez se tiene la estructura que se desea simular diseñada y

parametrizada el primer paso a seguir es definir el rango de frecuencias. Este rango se puede seleccionar a través de *Simulation: Settings* → *Frequency*:

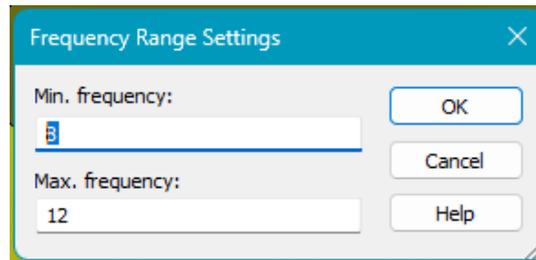


Figura 3: Configuración rango de frecuencias

La figura anterior muestra la ventana donde se puede insertar el rango de frecuencia donde se quieran hacer las simulaciones. Las unidades se fijan al principio del diseño, en el ejemplo anterior la unidad de frecuencia es de GHz.

El siguiente paso para calcular los parámetros S es definir los puertos por donde la energía entrará y saldrá de la estructura. Para definir los puertos se siguen los siguientes pasos:

- Seleccionar *Simulation: Selections* → *Select Points, Edgess o Faces*.
- Hacer doble click en la cara donde se quiera establecer el puerto. La cara seleccionada será resaltada sobre el resto de la estructura.
- Abrir la ventana donde poner las especificaciones del puerto en *Simulation: Sources and Loads* → *Waveguide Port*:

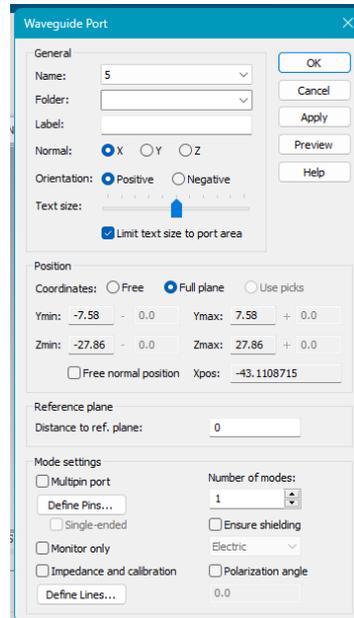


Figura 4: Configuración puerto en guía de onda

Una vez se pulse *OK* el puerto se habrá definido conforme las especificaciones que se han hecho en la figura anterior.

Otro de los pasos previos necesarios antes de llegar al cálculo de los parámetros S serían definir los límites de la simulación. La simulación de la estructura solo se llevará a cabo dentro de los

límites marcados. Se debe especificar una condición de límite para cada plano (Xmin/Xmax/Ymin/Ymax/Zmin/Zmax) del cuadro delimitador.

Las condiciones de límite se especifican en una ventana que puedes abrir seleccionando *Simulation: Settings* → *Boundaries*:

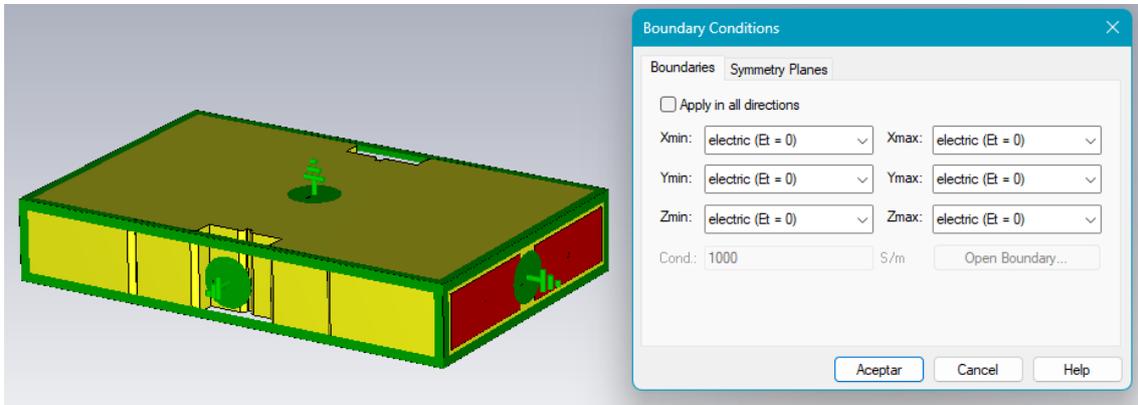


Figura 5: Configuración de los límites de la estructura

Mientras la ventana de límites está abierta, las condiciones de límite se visualizarán en la vista de la estructura, como se muestra en la imagen de arriba.

En este caso simple, la estructura está completamente incrustada en material perfectamente conductor, por lo que todos los planos de límite pueden especificarse como planos "eléctricos" (que es la opción predeterminada).

Además de estos planos de límite, también puedes especificar "planos de simetría". La especificación de cada plano de simetría reducirá el tiempo de simulación a la mitad.

Después de haber realizado todos los pasos previos se empieza a simular seleccionando *Simulation: Solver* → *Solver Settings*:

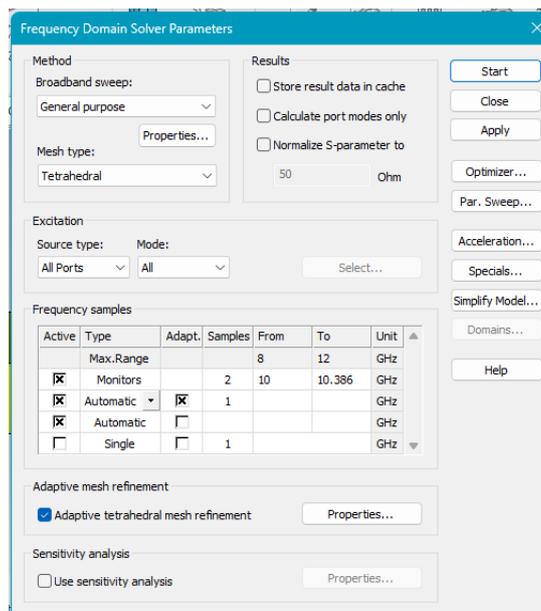


Figura 6: Configuración de la simulación

En esta ventana, puedes especificar qué columna de la matriz S debe calcularse. Para ello, selecciona el puerto de *Source Type* para el cual se calcularán los acoplamientos con todos los demás puertos durante una sola ejecución de simulación. Al establecer el tipo de fuente en *Port 1*, se calcularán los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$. Configurar el tipo de fuente en *Port 2* calculará $S_{2,2}$ y $S_{1,2}$. Si se necesita la matriz S completa, también puedes configurar el tipo de fuente en *All ports*, [2]. En este caso, se realizará una ejecución de cálculo para cada puerto.

Una vez se pulse *Start* comenzará la simulación para calcular los parámetros S . Los resultados podrán verse en *Navigation Tree*, en el apartado de *Results ID: S Parameters*.

En este trabajo se utilizarán algunas herramientas para simular proporcionadas por CST. Una de las más importantes será *Parameter Sweep*, herramienta de simulación que se encuentra disponible en *Simulation: Solver*. Esta función se utiliza para hacer varias simulaciones barriendo uno o varios parámetros a la vez. Cuando se pulse *New Parameter* aparecerá la siguiente ventana:

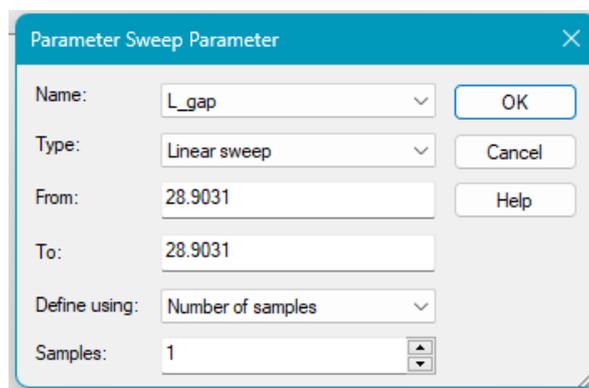


Figura 7: Configuración *Parameter Sweep*

En esta ventana se selecciona el parámetro que va a cambiar durante las diferentes simulaciones, el tipo de barrido (puede ser lineal, logarítmico o arbitrario), el margen de valores que se simulará en el barrido y el número de muestras que se quiere. Esta herramienta será muy útil a la hora de ver la afectación de los distintos parámetros que definen la estructura sobre los parámetros S .

Otra función que se usará con frecuencia en el trabajo será la de *Optimizar*, esta herramienta sirve para conseguir un objetivo concreto dentro de la simulación (por ejemplo, si se quiere que $S_{2,1}$ sea menor a -20 dB). Esta herramienta se encuentra en *Simulation: Solver*, y al pulsarlo se abre la siguiente ventana:

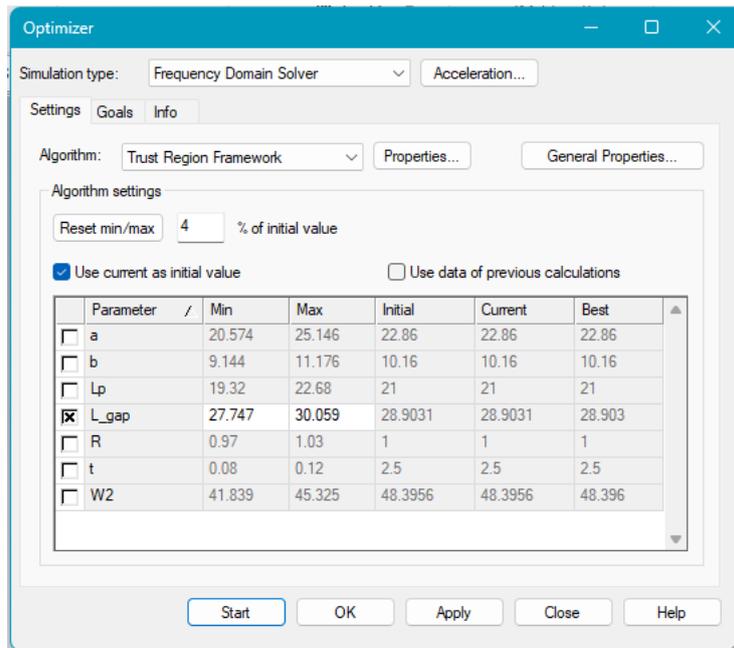


Figura 8: Configuración Optimizer

En *Settings* se puede seleccionar el algoritmo que se va a usar, el porcentaje de margen a partir del valor fijado en el que se simularán las variables seleccionadas y la variable que se quiere variar. En la pestaña de *Goals* se observa lo siguiente:

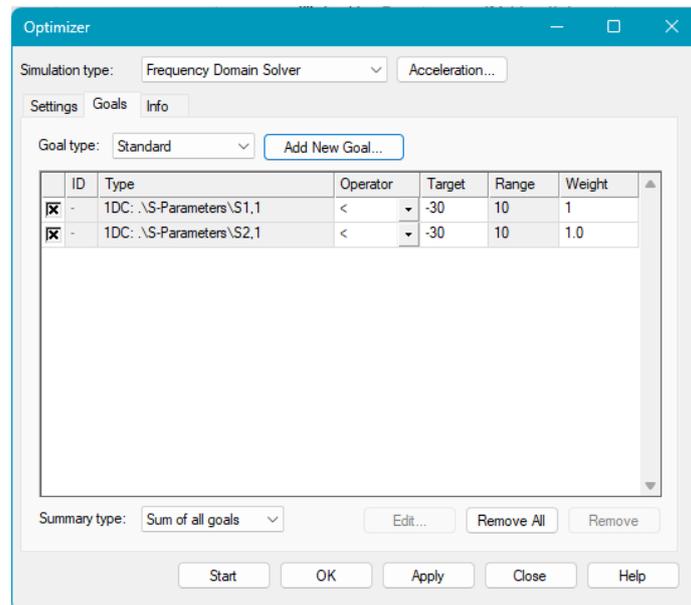


Figura 9: Objetivos Optimizer

En esta pestaña se seleccionan los objetivos que se quieren conseguir. Se puede seleccionar el parámetro que se quiere y el objetivo que se quiere llegar en un rango de frecuencia concreto. En el ejemplo anterior se muestra cómo el objetivo es que los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ sean menores a -30 dB cuando la frecuencia es igual a 10 GHz. Una vez pulsado *Start* se puede ver el apartado de *Info*:

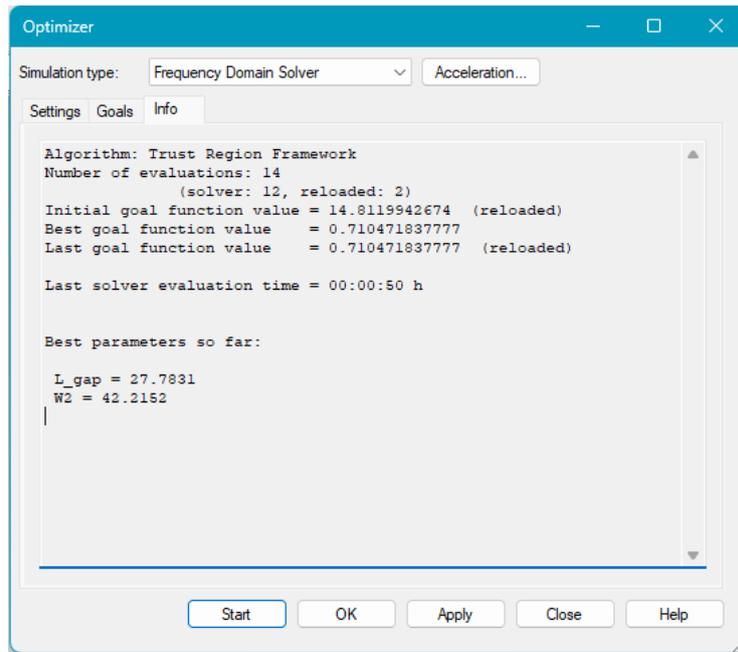


Figura 10: Información Optimizer

En este apartado se van mostrando el número de evaluaciones hechas, como de cerca está de objetivo planteado y los mejores parámetros obtenidos hasta el momento. Esta herramienta resultará útil para conseguir objetivos concretos dentro de las diferentes simulaciones.

Capítulo 3. Marco Teórico

3.1 Microondas

Un sistema de comunicaciones genera una señal portadora sinusoidal sobre la cual, mediante modificaciones de su amplitud, frecuencia o fase, se introduce un mensaje según unas normas de codificación. Esta señal se transmite a un punto lejano por medio de ondas al espacio libre o bien de un cable, y en el receptor se realiza un proceso inverso al del transmisor mediante el cual se recupera el mensaje original. En todos estos procesos se utilizan dispositivos electrónicos, elementos pasivos que afectan a la amplitud de las señales o bien a su fase, e hilos o tiras conductoras que transportan la tensión y las corrientes de unos elementos a otros, [3].

Estos procesos se realizan en el campo de las radiofrecuencias, que cubre el rango de *VHF* (30-300 MHz) y *UHF* (300-3000 MHz), y en el rango de las microondas, que cubre desde los 3 hasta los 300 GHz.

La longitud de onda correspondiente a las frecuencias de microondas se encuentra entre $\lambda=10$ cm hasta $\lambda=1$ mm. Teniendo en cuenta que la longitud de onda λ viene definida en el espacio libre por la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Siendo $c \cong 3 * 10^8$ metros/segundo, la velocidad de la luz.

3.2 Guías de onda rectangulares

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión utilizadas para transportar señales de microondas, y todavía se usan en muchas aplicaciones. Existe una gran variedad de componentes, como acopladores, detectores, aisladores, atenuadores y líneas ranuradas, que están disponibles comercialmente para varias bandas estándar de guías de onda, desde 1 hasta 220 GHz. Debido a la tendencia hacia la miniaturización e integración, la mayoría de los circuitos modernos de microondas se fabrican utilizando líneas de transmisión planares, como las *microstrips* y las *striplines*, en lugar de guías de onda. Sin embargo, aún existe la necesidad de utilizar guías de onda en muchos casos, incluyendo sistemas de alta potencia, aplicaciones de ondas milimétricas, sistemas satelitales y algunas aplicaciones de pruebas de precisión, [4].

Existen diferentes tipos de propagación de onda y de modos que pueden existir en líneas de transmisión y en guías de onda. Las líneas de transmisión que tienen 2 o más conductores pueden propagar el modo transversal electromagnético (TEM). Las guías de onda, que generalmente solo tienen un conductor, pueden transmitir el modo transversal eléctrico (TE) y transversal magnético (TM). En el caso de las guías de onda rectangulares con un solo conductor las ondas TEM no se propagan.

Cada modo de TM y TE en una guía de onda rectangular tienen frecuencias de corte por debajo de las cuales no es posible la propagación. Los diferentes modos para una guía rectangular de dimensiones a y b vienen marcados por la combinación de m y n .

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2)$$

Siendo μ y ϵ la permeabilidad y la permitividad del medio correspondientemente. El modo dominante es el que tiene una menor frecuencia de corte. Para los modos TE es $TE_{1,0}$, ya que el modo $TE_{0,0}$ no existe. En cuanto a los modos TM, el modo dominante es $TM_{1,1}$, no hay modos $TM_{0,0}$, $TM_{1,0}$ o $TM_{0,1}$.

3.3 Parámetros y Matriz de Dispersión

La forma más frecuente para caracterizar circuitos es a través de las matrices de impedancia y admitancia.

Es importante recalcar que la conexión del circuito con el exterior se realiza exclusivamente mediante líneas de transmisión, que se denominan accesos. En cada una de estas líneas es necesario fijar un plano de referencia donde mediremos las tensiones y corrientes, $\{V_i, I_i, i = 1, 2, \dots\}$, que servirán para describir las propiedades de la red o circuito, con el convenio de tomar como positiva la corriente si entra en la red. De esta manera, una red de N accesos viene descrita por las $2N$ variables $\{V_i, I_i\}$ de las que solamente la mitad son independientes, [3].

$$[V] = [Z][I] \quad (3)$$

$$[I] = [Y][V] \quad (4)$$

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (5)$$

$[V]$ y $[I]$ son matrices columna con una dimensión de N , y $[Z]$ y $[Y]$ matrices cuadradas $N \times N$.

Sin embargo, las matrices de impedancia y admitancia presentan algunos problemas para frecuencias de microondas. Estos problemas son las grandes modificaciones en la forma de las matrices provocado por un desplazamiento de los planos de referencia y que es difícil provocar circuitos abiertos o cortocircuitos para medir las impedancias y admitancias. La utilización de los parámetros de dispersión o parámetros S elimina los inconvenientes que se tenían, ya que se utilizan las amplitudes de ondas positiva y negativa en lugar de las tensiones y corrientes en los planos de referencia.

Se fija que las ondas positivas son las que se dirigen a la red, también se definen los valores de a y b como sustitución de las tensiones y corrientes ordinarias.

$$a_i = \bar{V}_i^+ = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = V_i^+ \sqrt{Y_{0i}} \quad (6)$$

$$b_i = \bar{V}_i^- = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = V_i^- \sqrt{Y_{0i}} \quad (7)$$

A partir de estos valores se define la matriz $[S]$ como:

$$[b] = [S][a] \quad (8)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} \Big|_{a_k=0 \ (k \neq i)} = \frac{\bar{V}_i^-}{\bar{V}_i^+} \Big|_{\bar{V}_k^-=0 \ (k \neq i)} \quad (10)$$

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \Big|_{a_k=0 \ (k \neq i)} = \frac{\bar{V}_j^-}{\bar{V}_i^+} \Big|_{\bar{V}_k^+=0 \ (k \neq i)} \quad (11)$$

La condición $a_k = 0$ en el n -ésimo acceso se consigue, en general, situando algún plano del mismo una resistencia de valor igual a la impedancia característica de la línea. En estas condiciones diremos que el acceso n -ésimo está terminado.

Con esta nomenclatura, las definiciones (Ecuación 10) y (Ecuación 11) de los elementos S_{ij} tienen el significado:

- 1) S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el plano de referencia i -ésimo cuando situamos en este acceso un generador y todos los demás están terminados.
- 2) S_{ji} es el coeficiente de transmisión (señal saliente en el plano de referencia j dividido por la señal entrante en el plano de referencia i , en la misma situación anterior, es decir, con un generador en el acceso i , y todos los demás terminados, [3].

3.4 Propiedades de Redes

En este apartado se nombrarán las propiedades de redes más comunes y cómo estas afectan a la matriz de dispersión S .

La primera propiedad de red que se va a definir es la de red pasiva. Una red pasiva implica que no puede generar potencia, por lo que, en un balance de potencias, la suma de las potencias entrantes siempre será mayor o igual a la de las salientes. Esta propiedad implica que en la matriz de dispersión $S_{ii}, S_{ji} \leq 1$.

La siguiente propiedad es la reciprocidad de la red. Si la red es recíproca, se sabe que las matrices de impedancia y admitancia son simétricas en relación con su diagonal. En otras palabras, al transponer estas matrices, su estructura permanece inalterada, lo que significa que los elementos fuera de la diagonal se reflejan de manera idéntica a ambos lados de la misma.

$$Z = Z^t; Y = Y^t \quad (12)$$

Esta propiedad también afecta a las matrices de impedancia y admitancia normalizadas y a la matriz de dispersión S .

$$\bar{Z}^t = (\sqrt{Y_c} * Z \sqrt{Y_c})^t = \sqrt{Y_c} Z \sqrt{Y_c} = \bar{Z} \quad (13)$$

$$S^t = \{(\bar{Z} - 1)(\bar{Z} + 1)^{-1}\}^t = \{(\bar{Z} + 1)^{-1}\}^t (\bar{Z} - 1)^t = (\bar{Z} + 1)^{-1} (\bar{Z} - 1) = S \quad (14)$$

Esta propiedad facilita el cálculo o la medición de los parámetros S , ya que solo habría que medir o calcular la mitad de éstos.

Otra de las propiedades principales que puede tener una red es la de no tener pérdidas. Cuando una red no presenta pérdidas la potencia entrante y la potencia saliente deben ser iguales. Esto significa que toda la energía que ingresa al sistema se conserva, sin que haya ninguna disipación o pérdida en el proceso. Esta propiedad condiciona a que la matriz S cumpla con la condición de unitariedad:

$$S^+S = 1; S^+ = S^{-1}; SS^+ = 1 \quad (15)$$

Esta propiedad da pie a muchas ecuaciones que ayudan a calcular los parámetros de dispersión. En la ecuación 15 el 1 es la matriz identidad de orden $N \times N$ y el signo (+) indica la matriz adjunta o conjugada hermética, que es igual a la conjugada compleja de la transpuesta.

$$S^+ = [S^t]^* \quad (16)$$

Por último, se define la simetría de una red. Una red es simétrica cuando $S_{ii} = S_{jj}$ siendo simétrico el acceso i -ésimo al j -ésimo.

Capítulo 4. Divisores y Acopladores

Los divisores de potencia y los acopladores direccionales son componentes pasivos de microondas utilizados para la división o la combinación de potencia. En la división de potencia, una señal de entrada se divide en dos (o más) señales de salida de menor potencia, mientras que un combinador de potencia acepta dos o más señales de entrada y las combina en un puerto de salida. El acoplador o divisor puede tener tres puertos, cuatro puertos o más, y puede ser (idealmente) sin pérdidas. Las redes de tres puertos toman la forma de uniones en T y otros divisores de potencia, mientras que las redes de cuatro puertos toman la forma de acopladores direccionales e híbridos. Los divisores de potencia suelen proporcionar señales de salida en fase con una relación de división de potencia igual (3 dB, en el caso de un divisor de uno a dos), aunque también son posibles relaciones de división de potencia desiguales. Los acopladores direccionales pueden diseñarse para divisiones de potencia arbitrarias, mientras que las uniones híbridas suelen tener una división de potencia igual. Las uniones híbridas tienen un desfase de 90° o 180° entre los puertos de salida, [4].

4.1 Teoría Divisores

Los divisores de potencia más comunes son las uniones en T. El divisor de potencia en T es una red de tres puertos sencilla que se puede emplear tanto para dividir como para combinar potencia, y se puede implementar en casi cualquier tipo de medio de línea de transmisión. La matriz S resultante de esta red tendrá nueve elementos independientes:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (17)$$

Si el dispositivo es pasivo y no contiene materiales anisotrópicos, entonces debe ser recíproco y su matriz de dispersión será simétrica. Normalmente, para evitar la pérdida de potencia, nos gustaría tener una unión que no tenga pérdidas y que esté adaptada en todos los puertos ($S_{ii} = 0$). Sin embargo, se puede demostrar fácilmente que es imposible construir una red recíproca de tres puertos sin pérdidas que esté adaptada en todos los puertos, [4].

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & 0 & \gamma \\ \beta & \gamma & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

Como se observa la matriz 18 está adaptada, ya que los valores de la diagonal son iguales a 0, y es recíproca. Si además fuera una red sin pérdidas debería cumplir la condición de unitariedad, que es la siguiente:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1, \quad (19)$$

$$|\alpha|^2 + |\gamma|^2 = 1, \quad (20)$$

$$|\beta|^2 + |\gamma|^2 = 1. \quad (21)$$

De las ecuaciones número 19 y 20 se deduce que $|\beta| = |\gamma|$ y sustituyendo en la tercera ecuación se llega al resultado de que $|\beta| = |\gamma| = \frac{1}{\sqrt{2}} = |\alpha|$. La condición de unitariedad también exige que los productos de dos vectores columna diferentes, uno de ellos conjugado, han de ser nulos.

$$\beta\gamma^* = 0, \quad (22)$$

$$\alpha\gamma^* = 0, \quad (23)$$

$$\alpha\beta^* = 0. \quad (24)$$

En la ecuación número 22 se deduce que β o γ tienen que ser igual a cero, y como se ha deducido anteriormente esto es imposible, ya que los módulos tanto de β como de γ son iguales a $1/\sqrt{2}$. Por tanto, es imposible que una red de tres accesos pasiva, recíproca y sin pérdidas pueda estar completamente adaptada.

La matriz S para un divisor recíproco de 3 accesos si se toma como acceso 1 el de potencia incidente a dividir sería la siguiente:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & \gamma & \delta \\ \beta & \delta & \epsilon \end{bmatrix} \quad (25)$$

Aquí $|\alpha|^2$ y $|\beta|^2$ representan las fracciones de potencia incidente que se reparten a los accesos 2 y 3, respectivamente. Si el divisor es simétrico, $\alpha = \beta, \gamma = \epsilon$ y, en este caso, la unitariedad requiere una matriz de la forma, [3]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \alpha \\ \alpha & \gamma & -\gamma \\ \alpha & -\gamma & \gamma \end{bmatrix} \text{ con } |\alpha| = \frac{1}{\sqrt{2}}; |\gamma| = \frac{1}{2} \quad (26)$$

Queda demostrado que esta es la estructura de la matriz S para un divisor simétrico, pasivo y recíproco.

4.2 Diseño Divisor en Guía Rectangular en Plano E con Tramo Adaptado a la Entrada

Para el diseño de este divisor se parte de una red sencilla de tres accesos unión en T. A partir de este diseño simple se va a ver cómo se puede ir mejorando la adaptación cambiando ligeramente el diseño de partida. El objetivo principal será modificar este divisor para que presente unas pérdidas de retorno por encima de 20 dB en un ancho banda del 5%.

En primer lugar, se definen las variables del diseño. Se empieza por a y b , estas definen el tamaño de la guía de onda. También se utiliza la variable $alpha$ para parametrizar el tamaño de la esquina insertada. Por último, las variables La y bp definen la longitud y el ancho utilizado para mejorar la adaptación. Todas estas variables que afectan la estructura del divisor se observan en la figura 11 que se muestra a continuación.

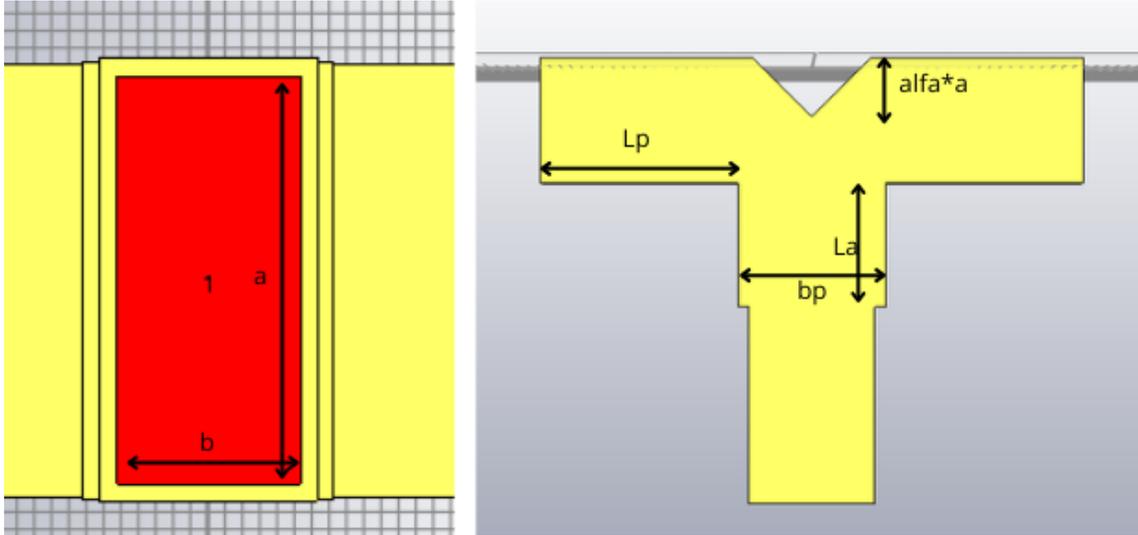


Figura 11: Definición de las variables del divisor 1

En primer lugar, se escogen los valores iniciales para cada variable. En este caso se escoge una frecuencia central de 10 GHz, para ajustarse a esta se escoge la guía de onda WR90 con una $a=22.86$ mm y una $b=10.16$ mm. Para hallar el valor del resto de variables se tendrán que hacer una serie de cálculos previos. Lo primero será calcular la frecuencia de corte f_c :

$$f_c = \frac{c}{2a} = \frac{3 * 10^8}{2 * 22.86 * 10^{-3}} = 6.56 \text{ GHz} \quad (27)$$

Siendo c la velocidad en el vacío, que es igual a $3 * 10^8$ metros/segundo. A continuación, se calculará la longitud de onda en la guía de frecuencia central λ_{g0} , pero antes, para poder calcular λ_{g0} , se ha de calcular también la longitud de onda en el vacío a la frecuencia central λ_0 .

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = \frac{3 * 10^8}{10 * 10^9} = 0.03 \text{ m} \quad (28)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} = \frac{0.03}{\sqrt{1 - \left(\frac{6.56 * 10^9}{10 * 10^9}\right)^2}} = 39.74 \text{ mm} \quad (29)$$

Después de hacer los cálculos previos anteriores, estos van a servir para calcular el valor de las variables del divisor. En primer lugar, la longitud de los accesos, L_p , debe escogerse mayor de $\lambda_{g0}/2$, que es igual a 19.87 mm, para asegurar que los modos de orden superior generados en la discontinuidad estén suficientemente atenuados. Por tanto, $L_p = 21$ mm. En cuanto a la longitud L_a debe ser un cuarto de la longitud de onda en la guía ($\lambda_{g0}/4$), por tanto, $L_a = 9.935$ mm. La dimensión bp debe dar lugar a una impedancia equivalente de $Z_{TE}/\sqrt{2}$, y esto se consigue aproximadamente cuando $b_p = \sqrt{2} \cdot b = 14.368$ mm.

A partir de ahora se iniciarán las simulaciones. En primer lugar, se hará una primera simulación prescindiendo de la esquina insertada ($alpha=0.0001$) y del tramo de adaptación ($bp=b$), se pulsa F7 para ver el aspecto nuevo del divisor.

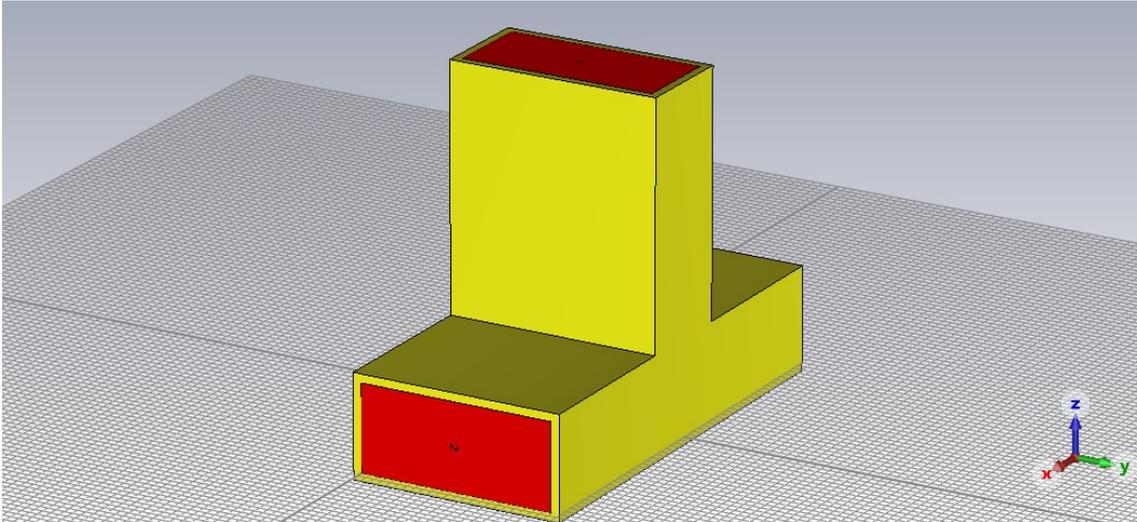


Figura 12: Divisor 1 sin tramo adaptado

Como se observa en la figura 12 el divisor ha vuelto a su estado de partida, un divisor de unión en T.

El siguiente paso es ajustar las frecuencias mínima y máxima de la banda de la guía seleccionada en *Frequency*, en este caso 8 GHz de mínima y 12 GHz de máxima. En *Blackground* se comprueba que el tipo de material seleccionado es *Normal* (es decir considerará que hay aire allí donde no haya ninguna estructura). En *Boundaries*, se pondrían las condiciones de contorno en las seis caras del volumen que contiene la estructura a analizar, que en este caso da lo mismo pues no afectan a la zona por dónde van los campos electromagnéticos (por dentro de las guías). Cuando hay simetrías es posible minimizar el tiempo de cálculo. En este caso se podría poner condición de PM en el plano XZ, puesto que la excitación de cada acceso tiene simetría par. A continuación, se pulsa *Setup Solver*, y se abre una ventana con los parámetros de simulación, se aceptan los que propone por defecto y se ejecuta *Start*.

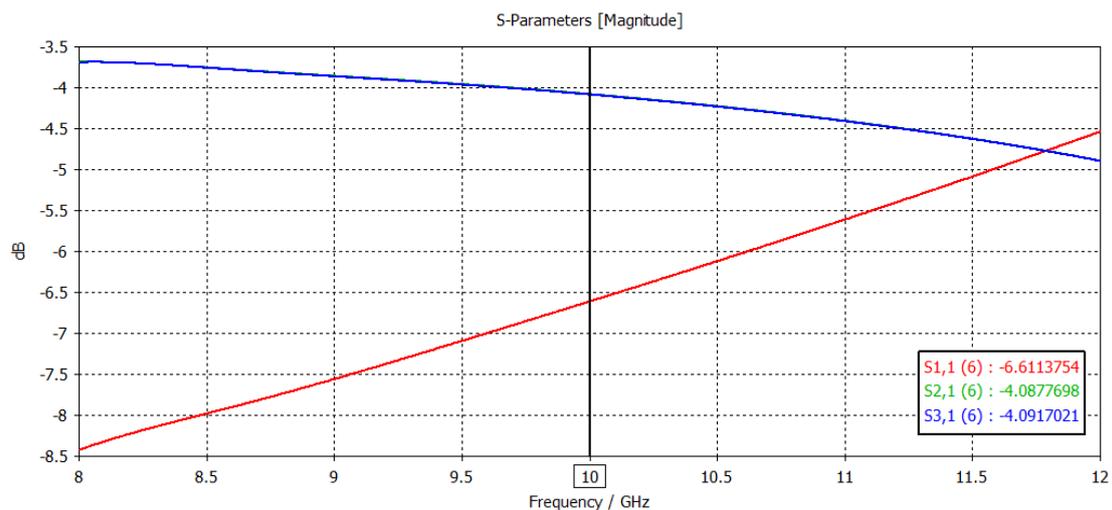


Figura 13: Simulación parámetros S sin tramo adaptado

Si se miran los parámetros *S* que se han obtenido en la simulación, figura 13, se observa que el parámetro $S_{1,1}$ es mucho mayor de lo que se quiere, ya que el objetivo era conseguir que este fuera

menor a -20 dB. Por este motivo se utilizan variables como α , La y bp , para mejorar las simulaciones y conseguir el objetivo de unas pérdidas de retorno mayores a 20 dB.

Se vuelve a los valores iniciales que se habían marcado con los cálculos previos, a partir de estos se empieza a simular. En primer lugar, se intentará buscar un tamaño adecuado de la esquina, para esto se hará un análisis paramétrico de la variable α . En el menú *Simulation* se utilizará la herramienta *Parameter Sweep*, en esta se hará un barrido de la variable mencionada desde 0.2 mm a 0.6 mm con 5 muestras.

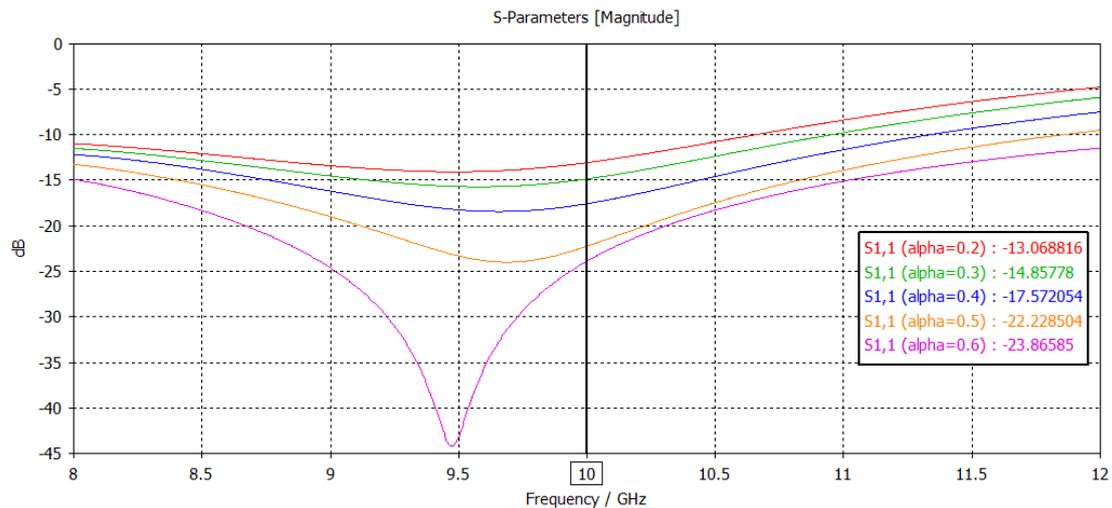


Figura 14: Simulación $S_{1,1}$ parameter sweep alpha

En la figura 14 se observa el parámetro $S_{1,1}$ en función de los diferentes valores de α . El valor del parámetro $S_{1,1}$ disminuye a medida que aumenta el valor de la variable α . Se escoge el valor de α que minimiza $S_{1,1}$ para seguir con las simulaciones, en este caso $\alpha=0.6$ mm que consigue un valor de -23.86585 dB de $S_{1,1}$.

A continuación, se utilizará la herramienta *Optimizer*. Se selecciona como algoritmo el *Trust Region Framework* (que busca mínimo local si el parámetro sigma es 0,2, valor seleccionado por defecto en *Properties*), puesto que con los valores iniciales de La y bp propuestos se debería estar cerca del mínimo global. Se seleccionan las variables La y bp como optimizables y se escogen unos valores mínimos y máximos escogiendo 30%. En la pestaña *Goals* hay que crear el objetivo de optimización, en este caso que el $S_{1,1}$ esté por debajo de -20 dB en un ancho de banda relativo del 5%, entre 9.75 GHz y 10 GHz.

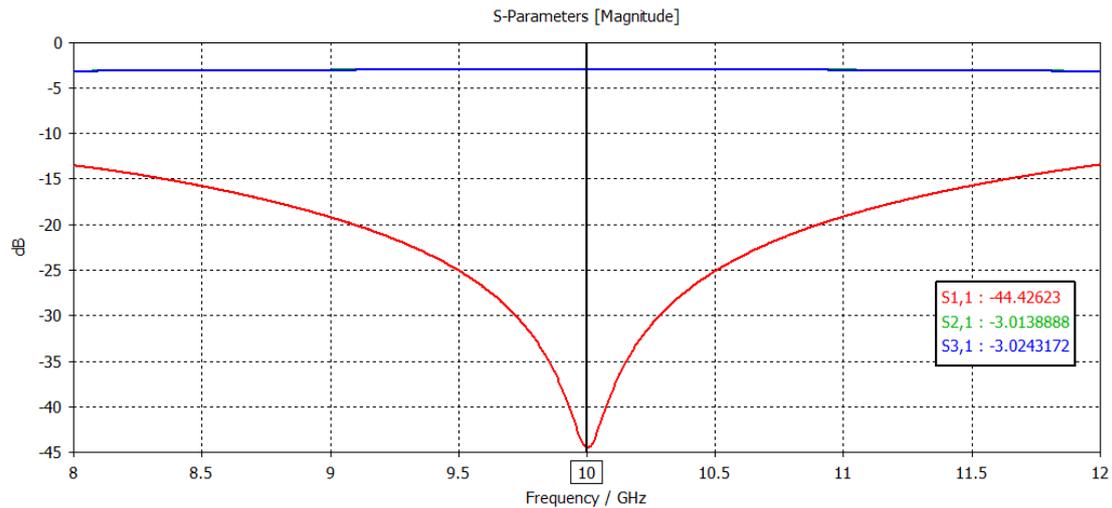


Figura 15: Resultado final divisor 1

En la figura anterior se muestran los resultados de la simulación con la herramienta *optimizar*. Como se observa, se ha conseguido el objetivo, ya que entre los valores de 9.75 GHz y 10.25 GHz el parámetro $S_{1,1}$ tiene valores menores a -20 dB, situando el mínimo en la frecuencia central. Los valores que consiguen el resultado de la figura 15 son $bp=14.6062$ mm y $La=8.95527$ mm.

4.3 Diseño de un Divisor en Guía Rectangular en plano E con Tramo Adaptado en cada Salida

En este divisor también se parte de una red sencilla de tres accesos unión en T. La diferencia entre el anterior divisor es que en este hay dos tramos adaptados, uno a cada salida, a diferencia del anterior, que tenía 1 tramo adaptado en la entrada. El objetivo es el mismo que en el divisor anterior, modificar la estructura mediante las variables disponibles para que presente unas pérdidas de retorno por encima de 20 dB en un ancho banda del 5%.

Como en el anterior diseño, se empieza por definir las variables que se van a utilizar. Las variables son las mismas que en el divisor anterior, a y b definen el tamaño de la guía de onda, la variable $alpha$ parametriza el tamaño de la esquina insertada y las variables La y bp definen la longitud y el ancho utilizado para mejorar la adaptación. La figura 16 muestra la distribución de cada una de estas variables en el divisor.

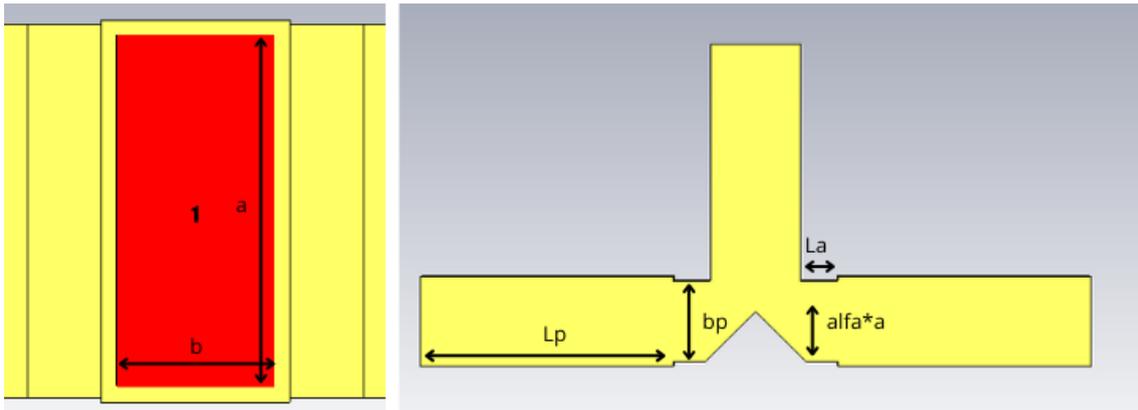


Figura 16: Definición de variables divisor 2

En primer lugar, se escogen los valores iniciales para cada variable. En este caso se escoge la misma frecuencia central que en el divisor anterior, 10 GHz, para ajustarse a esta frecuencia se escoge la guía de onda WR90 con una $a=22.86$ mm y una $b=10.16$ mm. El resto de las variables se hallan mediante una serie de cálculos previos, al tener la misma frecuencia central que en el divisor anterior los cálculos serán los mismos (Ecuaciones número 27, 28 y 29).

Los valores iniciales también son los mismos que en el divisor anterior. La longitud de los accesos, L_p , será mayor a $\lambda_{g0}/2$, por tanto, $L_p = 21$ mm. En cuanto a la longitud L_a debe ser un cuarto de la longitud de onda en la guía ($\lambda_{g0}/4$), por tanto, $L_a = 9.935$ mm. La dimensión b_p debe dar lugar a una impedancia equivalente de $Z_{TE}/\sqrt{2}$, y esto se consigue cuando $b_p = \sqrt{2} \cdot b = 14.368$ mm.

Se sigue con el mismo procedimiento que anteriormente, se ajustan las frecuencias mínima y máxima de la banda de la guía seleccionada en *Frequency*, 8 GHz de mínima y 12 GHz de máxima. En *Background* se comprueba que el tipo de material seleccionado es *Normal* y ya se puede empezar la simulación. En estas simulaciones también se hará uso de la herramienta *Parameter Sweep*, pero en este caso se hará uno más amplio para ver si el valor de α afecta de una manera diferente a este divisor. La simulación se realizará desde 0.1 hasta 1.5 con 8 muestras.

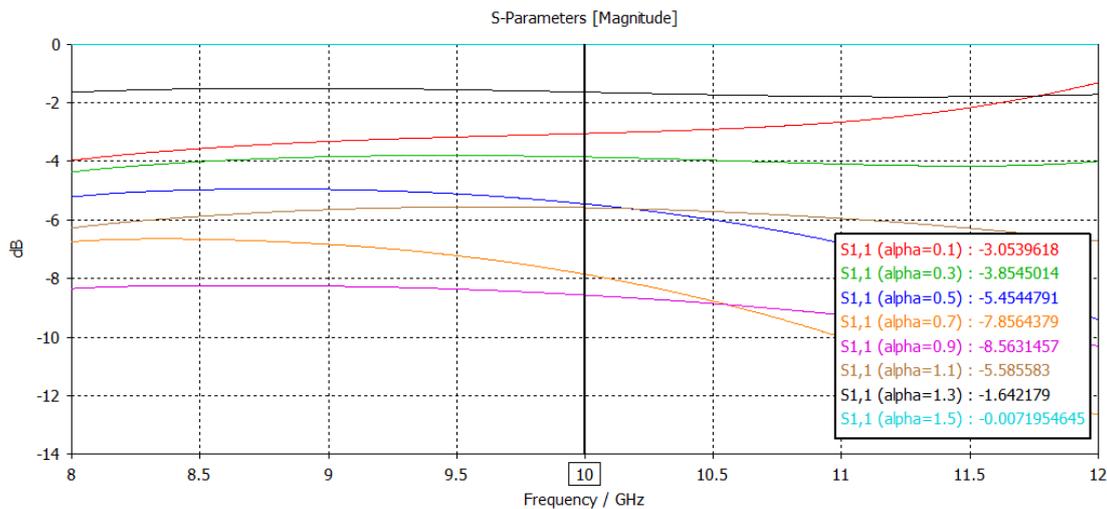


Figura 17: Simulación S11 parameter sweep alpha

En la simulación observada en la figura 17 se ve como el valor del parámetro $S_{1,1}$ disminuye a medida que aumenta la variable α . Esto ocurre hasta que α llega a 0.9, a partir de este punto el valor del parámetro $S_{1,1}$ aumenta a medida que α también lo hace.

Para la siguiente simulación se fija el valor de α en 0.9, ya que es el valor que minimiza $S_{1,1}$. Ahora se hará uso de la herramienta *Optimizer*, se vuelve a seleccionar el algoritmo *Trust Region Framework* y se seleccionan las variables La y bp como las variables a optimizar, con unos valores mínimos y máximos del 30%. En *Goals* se define de nuevo el objetivo de la optimización, que $S_{1,1}$ esté por debajo de -20 dB en un ancho de banda del 5%, entre 9.75 GHz y 10 GHz

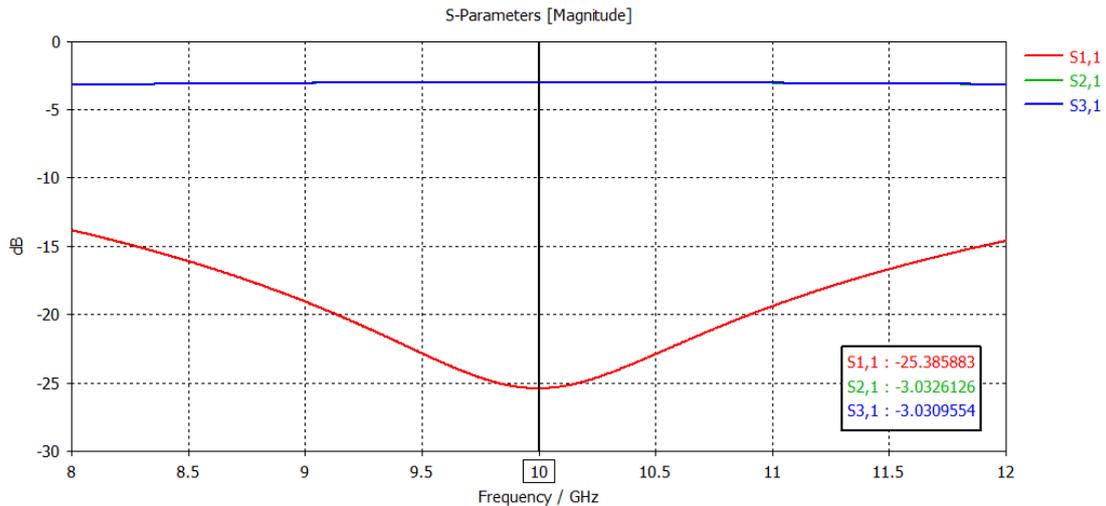


Figura 18: Resultado final divisor 2

La figura 18 muestra los resultados esperados. El valor del parámetro $S_{1,1}$ está por debajo de los -20 dB, así que se ha cumplido el objetivo de la simulación. Los valores que consiguen este resultado son los de $bp=18.63856$ mm y $La=6.955$ mm. Si se compara con el resultado obtenido en el anterior divisor se observa que la variable bp final es más grande en este caso que en el anterior, mientras que el valor final de La es más pequeño que en el divisor anterior. También cabe destacar que se consiguen mayores pérdidas de retorno en el anterior caso, donde el parámetro $S_{1,1}$ llega a los -44.42 dB.

4.4 Teoría Acopladores Direccionales

Un acoplador direccional es un dispositivo de microondas de cuatro puertos, que, como su nombre indica, entrega potencia preferentemente desde cualquier puerto a un subconjunto de los otros tres. Idealmente, se puede representar mediante el diagrama de flujo de potencia mostrado en la figura 19, que sugiere que la potencia que entra por el puerto 2 se acopla a los puertos 4 y 3, sin que ninguna llegue al puerto 1. De la misma manera, la potencia incidente en el puerto 1 se distribuye entre los puertos 4 y 3, pero ninguna se entrega al puerto 2. Como consecuencia, los puertos 1 y 2 están desacoplados. De manera similar, la potencia que entra en el puerto 4 o 3 se acopla solo a los puertos 1 y 2, por lo que los puertos 4 y 3 también están desacoplados. Por tanto, cuatro elementos de su matriz S , que no pertenezcan a la diagonal principal, serán nulos.

La mayoría de los acopladores direccionales consisten en dos líneas de transmisión que se utilizan para proporcionar el acoplamiento, o dos guías de onda que se acoplan a través de aberturas adecuadas en una pared común. En tales estructuras, las ondas viajantes hacia adelante y hacia atrás en una línea se acoplan por separado a los dos puertos en la otra línea. Debido a esta característica, los acopladores direccionales se utilizan ampliamente en puentes de impedancia que miden la amplitud y fase de ondas viajantes. También son útiles en aplicaciones de monitoreo de potencia, [5].

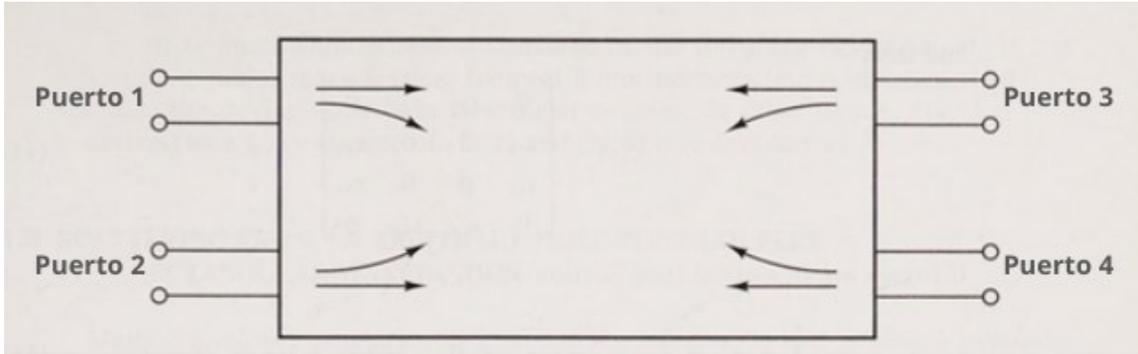


Figura 19: Acoplador direccional

La matriz de dispersión de una red de cuatro puertos recíproca está adaptada muestra la siguiente forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & \gamma \\ \alpha & 0 & \delta & \epsilon \\ \beta & \delta & 0 & \sigma \\ \gamma & \epsilon & \sigma & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Si la red es sin pérdidas se ha de cumplir la unitariedad. Considerando la multiplicación de la de la fila 1 por la fila 3 conjugada y la de la fila 1 por la fila 4 conjugada.

$$\begin{pmatrix} \delta^* & \gamma \\ \epsilon^* & \beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \sigma^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (31)$$

Si el determinante de la matriz anterior es no nulo entonces $\alpha = \sigma = 0$ y, por tanto, se demuestra que una red de 4 accesos recíproca y sin pérdidas que está completamente adaptada tiene cuatro elementos de la matriz S nulos además de los pertenecientes a la diagonal principal, es decir, es un acoplador direccional.

Si, por otro lado, el determinante es nulo, se obtiene que:

$$\beta\delta^* = \gamma\epsilon^* = 0 \quad (32)$$

Esto demuestra, otra vez, que se tendría otro par de valores nulos aparte de la diagonal principal.

Se obtiene de esta manera una matriz S con 8 elementos nulos que, mediante un cambio de numeración de los accesos si es necesario, siempre puede ponerse de la forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \beta & \gamma \\ 0 & 0 & \delta & \epsilon \\ \beta & \delta & 0 & 0 \\ \gamma & \epsilon & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & B \\ B^t & 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

(Es decir, se han asignado los números 1-2 y 3-4 a los dos pares de accesos desacoplados. Numeraciones diferentes sitúan los ceros en otras posiciones, pero de momento se manejarán siempre matrices como la (Ecuación 33)), [3].

Las submatrices 2x2 no nulas formadas anteriormente (Ecuación 33) también han de cumplir la condición de unitariedad:

$$SS^+ = \begin{bmatrix} 0 & B \\ B^t & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & B^* \\ B^+ & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} BB^+ & 0 \\ 0 & B^t B^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

Se deberá cumplir que $[B][B]^+ = [1]$, por tanto, se podrá decir que $[B]$ deberá tener el aspecto correspondiente a una red de dos accesos pasiva y sin pérdidas:

$$[S] = \begin{bmatrix} \cos(\tau) e^{j\phi_1} & \text{sen}(\tau) e^{j\phi_2} \\ \text{sen}(\tau) e^{j\phi_3} & -\cos(\tau) e^{j(\phi_2 - \phi_1 + \phi_3)} \end{bmatrix} \quad (35)$$

Si se mueven los planos de referencia de forma adecuada se puede provocar que $\phi_1 = 0$ y $\phi_2 = 0$. Esto hace que se pueda conseguir una matriz S que quede definida solo por un parámetro, en este caso el escalar τ (Ecuaciones 36 y 37).

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cos(\tau) & \text{sen}(\tau) \\ 0 & 0 & \text{sen}(\tau) & -\cos(\tau) \\ \cos(\tau) & \text{sen}(\tau) & 0 & 0 \\ \text{sen}(\tau) & -\cos(\tau) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cos(\tau) & j \text{sen}(\tau) \\ 0 & 0 & j \text{sen}(\tau) & \cos(\tau) \\ \cos(\tau) & j \text{sen}(\tau) & 0 & 0 \\ j \text{sen}(\tau) & \cos(\tau) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

4.5 Teoría Acopladores Híbridos

Los acopladores híbridos son casos especiales de acopladores direccionales, donde el factor de acoplamiento es 3 dB, el cual implica que $\text{sen}(\tau) = \cos(\tau) = 1/\sqrt{2}$. Hay dos tipos de acopladores híbridos. El que se suele denominar híbrido de 90°, que tiene un desfase de 90° entre los puertos 4 y 3 cuando se alimenta en el puerto 1, y es un ejemplo de acoplador simétrico. Su matriz de dispersión tiene la siguiente forma, [4].

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

El otro tipo de acoplador direccional se suele denominar híbrido de 180°. Como su nombre indica, tiene una diferencia de fase de 180° entre los puertos 4 y 3 cuando se alimenta en el puerto 2. Su matriz de dispersión tiene la siguiente forma:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (39)$$

4.6 Diseño de Acoplador Riblet con Cilindro

Este acoplador consiste en dos guías de onda rectangulares adyacentes en el cual se ha eliminado una parte de la pared estrecha común para proporcionar acoplamiento de ondas entre las guías. Además, en el centro del acoplador se ha hecho una hendidura en forma de cilindro. Los puertos 1 y 2 se encontrarán a un lado del acoplador, siendo estos los puertos de entrada y acoplado, respectivamente. Los puertos 3 y 4 se encontrarán en el lado contrario a estos y serán los de salida y aislado, respectivamente. El objetivo de este diseño es observar el efecto de las distintas variables sobre los parámetros S y, a partir de ahí, generar distintos tipos de acopladores ajustando en cada caso las variables que lo definen.

Para empezar, se definen las variables del acoplador. Las variables a y b son las que regulan el tamaño de la guía de onda. Las variables L_p , L_2 y L definen las longitudes que caracterizan el acoplador. La variable de W_2 es la que fija el ancho de la parte central del acoplador, la variable t fija el espesor de la estructura. Por último, Las variables D y H regulan el diámetro y la profundidad del cilindro central respectivamente.

En este caso el ancho y la longitud de la región de acoplamiento son $2a$ y L , respectivamente. La figura 20 muestra el acoplador y las distintas variables que lo definen.

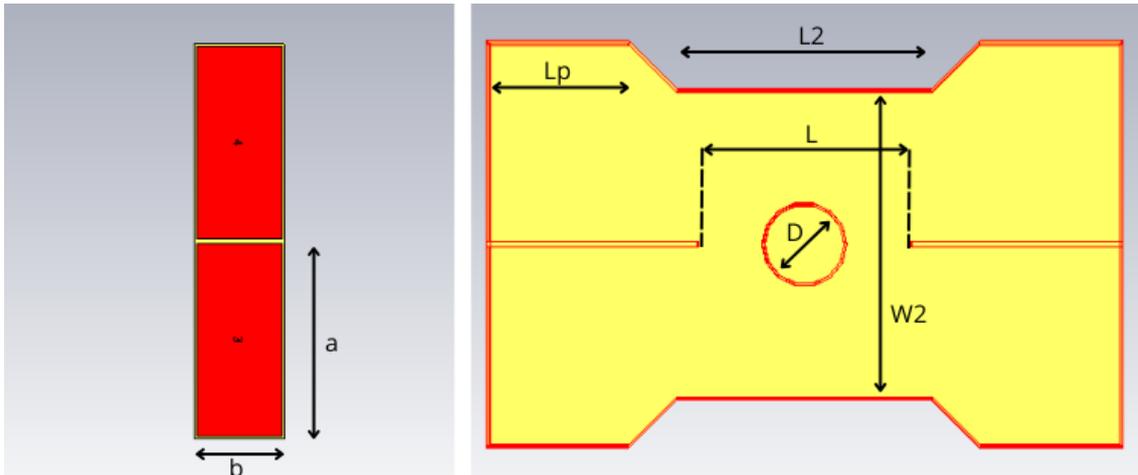


Figura 20: Definición de las variables acoplador 1

Según la fuente [6] la diferencia de fases y las longitudes de onda par e impar vienen descritas por las ecuaciones 40, 41 y 42.

$$\lambda_{g_e} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{4a}\right)^2}} \quad (40)$$

$$\lambda_{g_o} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (41)$$

$$\Delta\theta = \beta_e L - \beta_o L = 2\pi \left(\frac{L}{\lambda_{g_e}} - \frac{L}{\lambda_{g_o}} \right) \quad (42)$$

Esta diferencia de fase debe ser de $\pi/2$ para acopladores de 3 dB, [6, 2].

Ahora se calcularán las variables iniciales haciendo uso de las ecuaciones planteadas con anterioridad. En primer lugar, se fijan los parámetros a y b de la guía de onda para una frecuencia central de 10 GHz, se escoge la guía de onda WR90, dado que se sitúa entre 8.20 a 12.40 GHz. El valor de a para esta guía de onda es de 22.86 mm y el de b es de 10.16 mm. A partir de estos dos valores se empieza a calcular la longitud:

$$\lambda = \frac{c}{f_0} = \frac{3 * 10^8}{10 * 10^9} = 0.03 \text{ m} \quad (43)$$

$$\lambda_{ge} = \frac{0.03}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.03}{4 * 22.86 * 10^{-3}}\right)^2}} = 0.0317 \text{ m} \quad (44)$$

$$\lambda_{go} = \frac{0.03}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.03}{2 * 22.86 * 10^{-3}}\right)^2}} = 0.03975 \text{ m} \quad (45)$$

$$\Delta\theta = \frac{\pi}{2} = 2\pi \left(\frac{L}{0.0317} - \frac{L}{0.03975} \right) \rightarrow L = 39.13 \text{ mm} \quad (46)$$

También se fija el valor inicial del ancho del acoplador, que como se ha dicho anteriormente es $W2=2a=45.72$ mm. En cuanto al resto de variables: Se fija un espesor de $t=1$ mm, no se puede hacer menor debido al límite tecnológico; una longitud $Lp=21$ mm, debido a que se debe cumplir que $Lp > \frac{\lambda_g}{2}$; y una $L2$ que cambie en función de la variable L , $L2=1.2*L$.

Después de fijar los valores de las variables principales, se empieza por la simulación del diseño creado. La primera simulación consistirá en un barrido del parámetro $W2$, el ancho del acoplador. El objetivo es ver cómo afecta esta medida a los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$, para ello de momento se anulará el cilindro del Riblet, por tanto, se fija la profundidad de este, H , nula. Se hace uso de la herramienta *Parameter Sweep* de $W2$ desde 37 hasta 45.72 mm con 6 muestras.

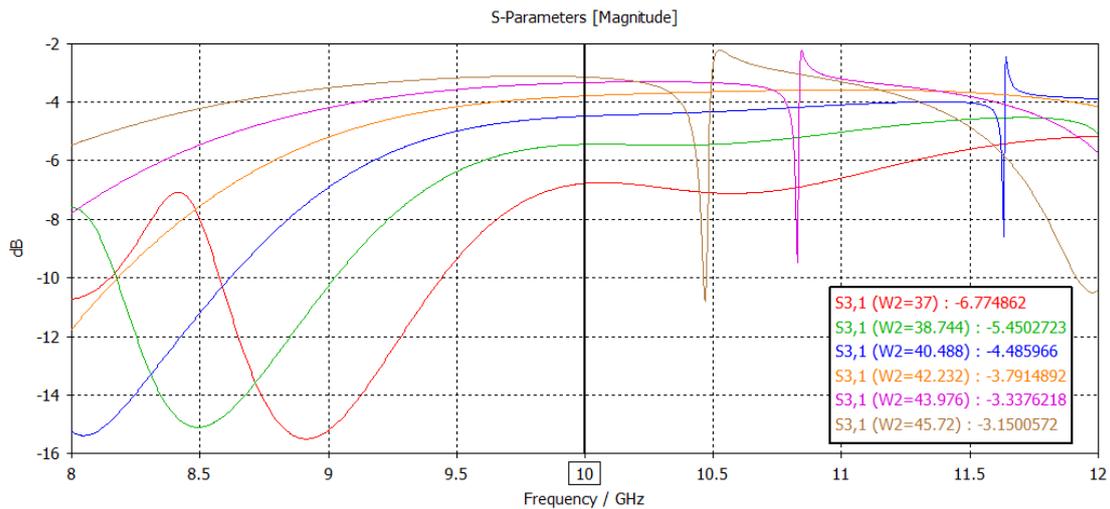


Figura 21: Simulación S31 parameter sweep W2

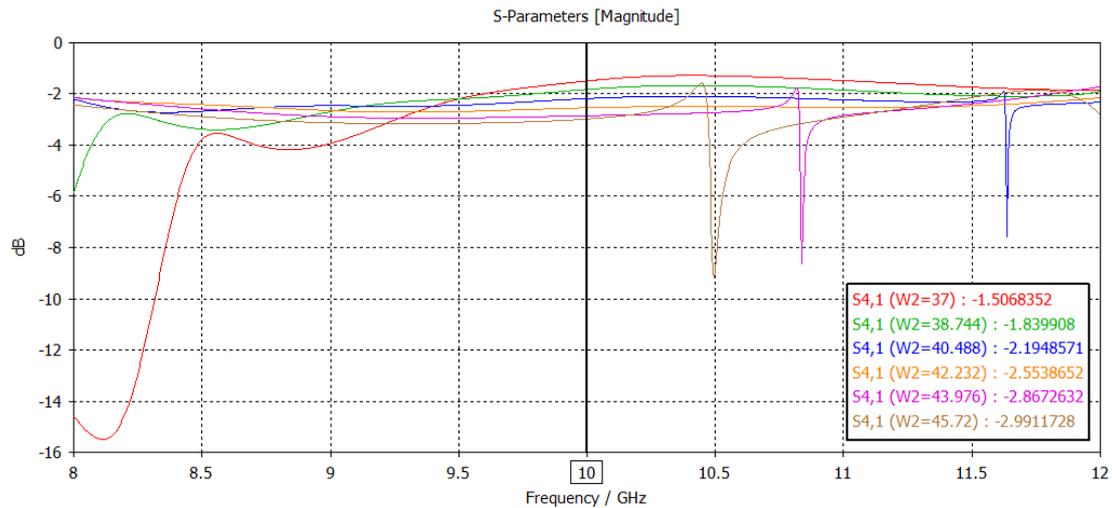


Figura 22: Simulación S₄₁ parameter sweep W₂

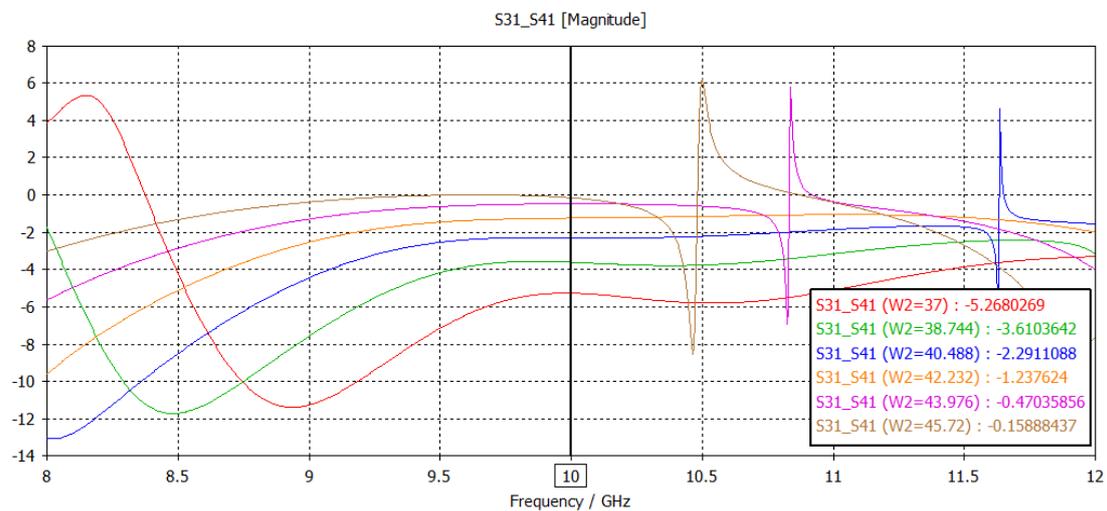


Figura 23: Simulación S_{31-S41} parameter sweep W₂

Las figuras 21 y 22 muestran como varían los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en función del ancho del acoplador. Se observa una resonancia en prácticamente todos los anchos. Esta resonancia puede dar problemas para conseguir los resultados que se quieren obtener. Por regla general cuanto más ancho es el acoplador más cerca de la frecuencia central, 10 GHz, se tiene la resonancia, y a partir de valores menores a 40.488 mm de ancho el pico de resonancia se aleja más allá de los 11.5 GHz. Como excepción, para un ancho de 42.232 mm no se observa ningún pico de resonancia. También se puede observar que a mayor ancho del acoplador $S_{3,1}$ se acerca más a los 0 dB, sin embargo, en el parámetro $S_{4,1}$ tiene el efecto contrario.

En la figura 23 se representa la variación de la diferencia en dB entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en función a W_2 . Como es de esperar, cumple la misma relación con la resonancia que se observaba en los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$. Esta figura sirve para ver los diferentes valores de desacoplo que se quieren conseguir más adelante. Cuanto mayor es W_2 menos diferencia hay entre los dos parámetros S .

4.6.1 Acoplador 3 dB

El objetivo que se quiere conseguir en este acoplador es tener un factor de acoplamiento de 3 dB, esto se consigue con una diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ lo más próxima a 0 dB en un mayor ancho de banda. Para esto habrá que alejar la resonancia lo máximo posible, en este caso más allá de 11.5 GHz. También se ha de conseguir que los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{1,1}$ tengan un valor lo más pequeño posible, menor a -15 dB. En primer lugar, se escoge un valor de $W2$ que aleje la resonancia lo máximo posible y que tenga una diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ pequeña. En la figura 23 el valor que mejores condiciones tiene es un ancho de 42.232 mm ya que no se observa ninguna resonancia y es el tercer valor con menor diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$.

Fijado el valor del ancho del acoplador, ahora se debe ver cómo cambian los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ con la longitud L . Para ello se hace un *Parameter Sweep* desde un valor de un 10% menos que la longitud teórica, 35.217 mm, hasta un 10% más que la longitud teórica, 43.043 mm, con 6 muestras.

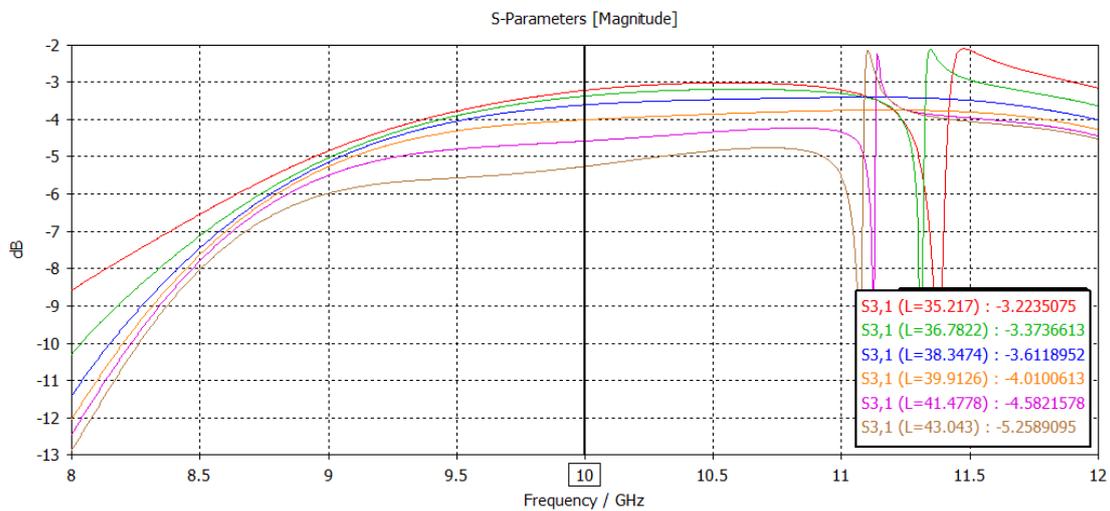


Figura 24: Simulación $S_{3,1}$ parameter sweep L

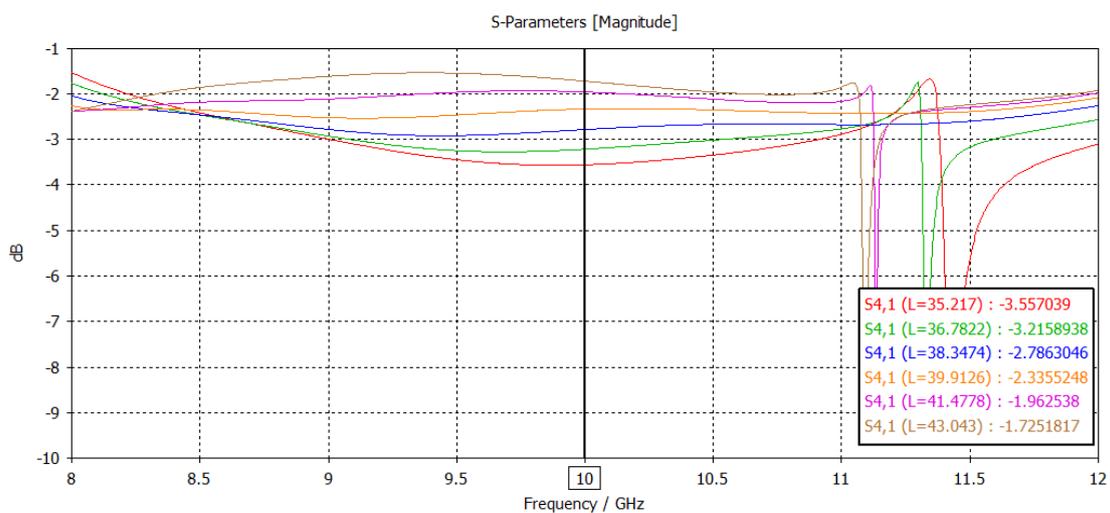


Figura 25: Simulación $S_{4,1}$ parameter sweep L

En la figura 24 se observa que cuanto más longitud más se aleja el parámetro $S_{3,1}$ de los 0 dB, al contrario de lo que sucede en la figura 25 con el parámetro $S_{4,1}$. En cuanto a la frecuencia donde

se sitúa la resonancia, por lo general a mayor longitud más se acerca a la frecuencia central de 10 GHz, a excepción de 39.9126 mm y 38.3474 mm donde no se observa ninguna presencia de resonancia.

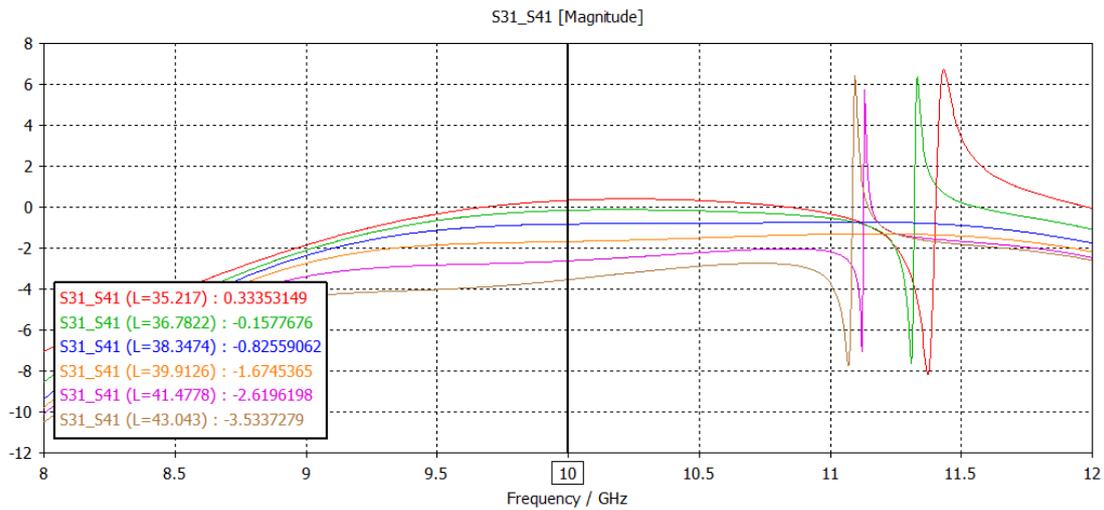


Figura 26: Simulación S31-S41 parameter sweep L

La figura 26 muestra que el valor con menor diferencia en dB entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ es el que se consigue con 36.7822 mm de longitud, la diferencia entre los parámetros aumenta tanto si se aumenta o disminuye esta variable. Si la longitud es menor a 36.7 mm $S_{4,1}$ disminuye el valor de -3 dB y provoca que la diferencia aumente con signo positivo. Cuando se aumenta la longitud a más de 36.7 mm ocurre el efecto contrario, aumenta la diferencia con signo negativo.

Para seguir con la simulación se elige una longitud igual a 38.3474 mm, ya que no se observa ninguna resonancia y la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ es menor a 1 dB en valores absolutos, -0.8255 dB.

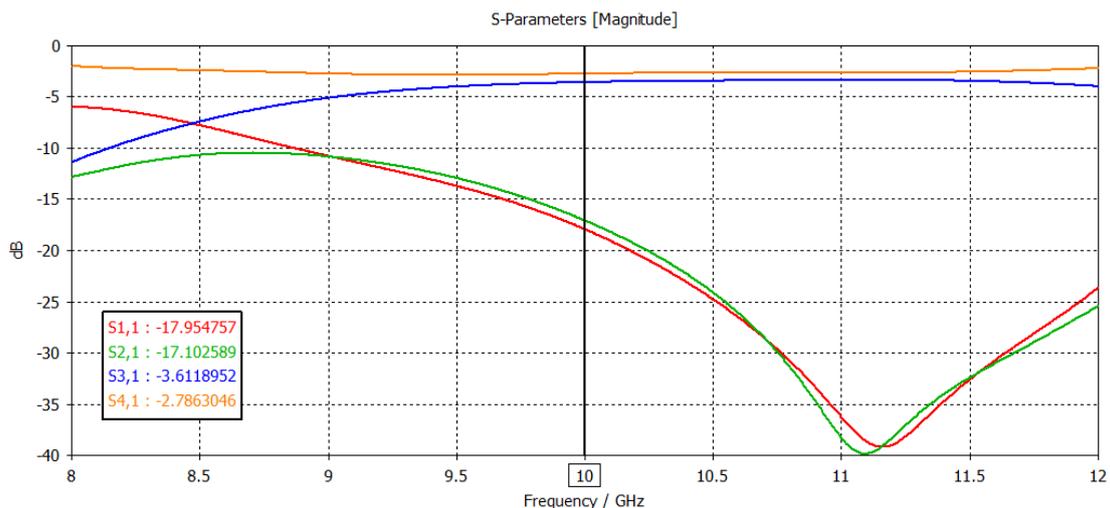


Figura 27: Resultado parámetros S sin introducir el cilindro

De momento el resultado mostrado en la figura 27 es el que se obtiene de los parámetros $S_{1,1}$, $S_{2,1}$, $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ sin introducir el cilindro del acoplador. En general se han obtenido buenos resultados hasta el momento, ya que los valores de $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ son bastante pequeños y los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ están lo más juntos posible con valores muy cercanos a -3 dB.

Para continuar, se empleará el cilindro del acoplador, para ello se fija un diámetro de 1 mm, que sería la medida más pequeña que se podría utilizar en el diámetro para no bajar del límite tecnológico y se hace un *Parameter Sweep* de la profundidad del cilindro, H , desde 0 mm hasta 2 mm con 6 muestras.

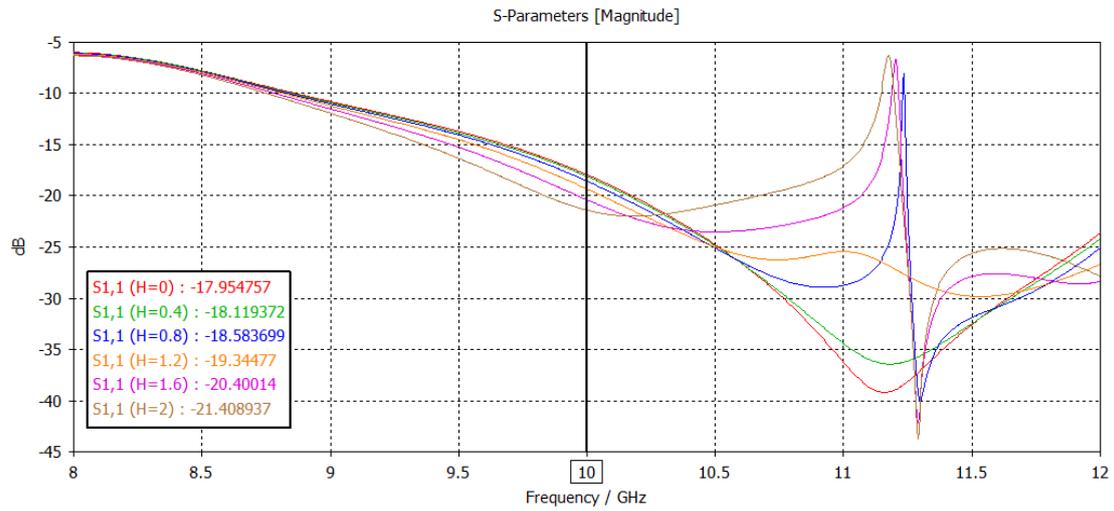


Figura 28: Simulación S_{11} parameter sweep H

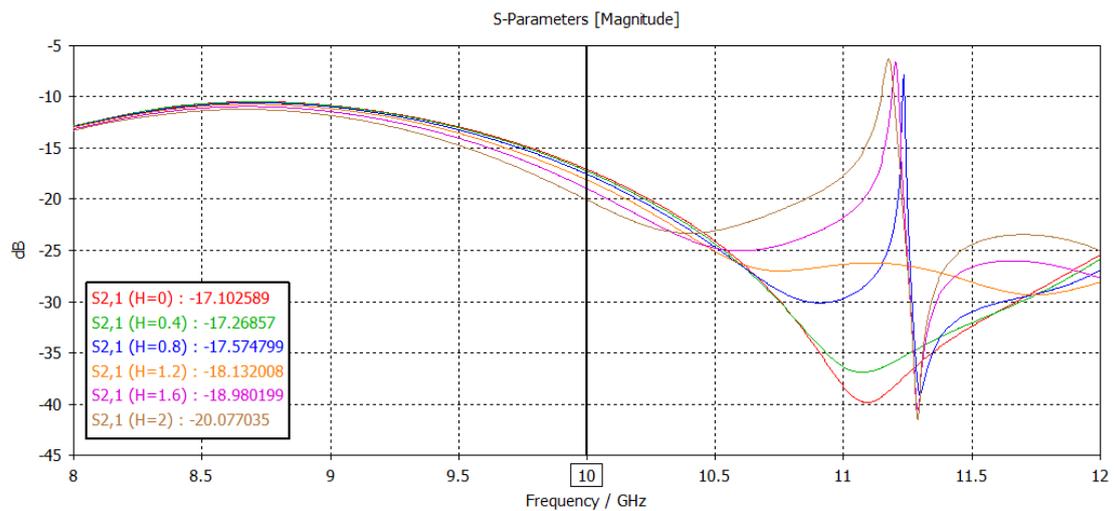


Figura 29: Simulación S_{21} parameter sweep H

Las figuras 28 y 29 muestran la variación de los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$. Estos parámetros tienen que estar lo más alejados de 0 dB para conseguir un buen comportamiento. Como se observa a mayor profundidad del cilindro más alejados se encuentran estos parámetros de 0 dB, pero a partir de una profundidad mayor a 1.2 mm las resonancias vuelven a aparecer en valores entre 11 y 11.5 GHz.

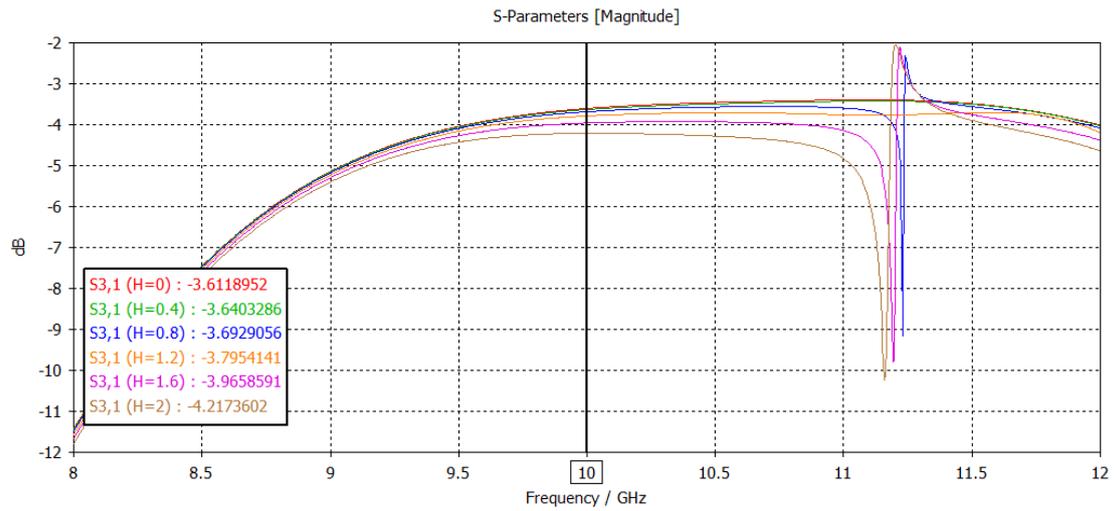


Figura 30: Simulación S31 parameter sweep H

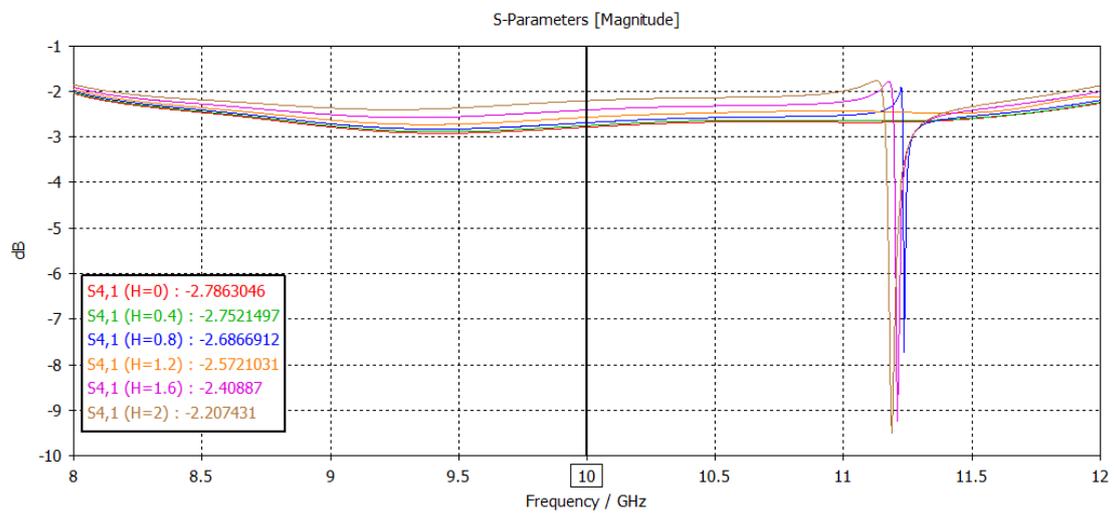


Figura 31: Simulación S41 parameter sweep H

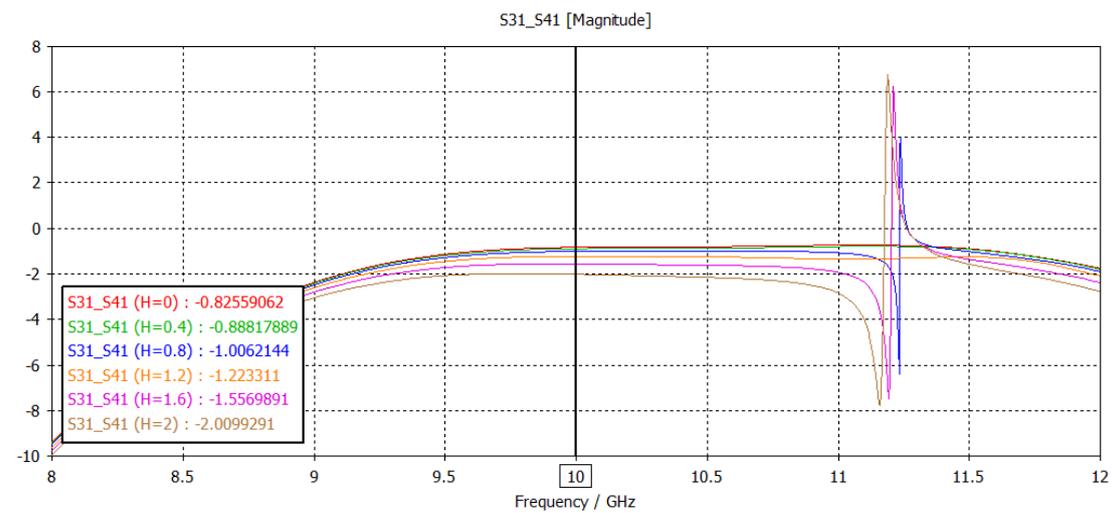


Figura 32: Simulación S31-S41 parameter sweep H

En las figuras 30 y 31 se observa que al introducir el cilindro del acoplador los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ se alejan de los -3 dB que se quieren conseguir. La figura 32 confirma lo dicho con anterioridad, ya que indica que cuanto más profundidad tiene el cilindro, más diferentes son los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ entre sí. Además, este introduce de nuevo la resonancia a valores de frecuencia menores de 11.5 GHz. Por tanto, se decide no introducir el cilindro del acoplador ya que no introduce ninguna mejora a los resultados que se obtuvieron en la figura 8.

4.6.2 Acoplador 4.77 dB

El objetivo de esta simulación es encontrar las medidas que hagan que el acoplador Riblet obtenga una diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ igual a -3 dB, siendo el valor de $S_{3,1}$ lo más cercano posible a -4.77 dB y el valor de $S_{4,1}$ -1.77 dB. También es importante conseguir que los valores de los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ sean menores a -15 dB y que no haya ninguna resonancia más cerca de los 11.5 GHz. Para ello se vuelve a la figura 3 donde se encuentran los diferentes valores de la diferencia entre los dos parámetros dependiendo del ancho, $W/2$. Se escoge el valor de 40.488 mm, ya que con esta medida la resonancia se aleja más allá de los 11.5 GHz y se obtiene una diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ de -2.19 dB. Este no es el resultado final que se busca, pero el valor se ajustará más adelante con el cilindro del acoplador.

Después de fijar el ancho del acoplador se realiza un *Parameter Sweep* de la longitud L desde 35.217 mm hasta 43.043 mm con 6 muestras, igual que se hizo en acoplador de 3 dB. Después de esta simulación se escogerá el valor de L que aleje la resonancia más allá de 11.5 GHz y tenga diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ menor que 3 dB en términos absolutos, ya que como se ha visto en el acoplador de 3 dB el cilindro del acoplador aumenta la diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$.

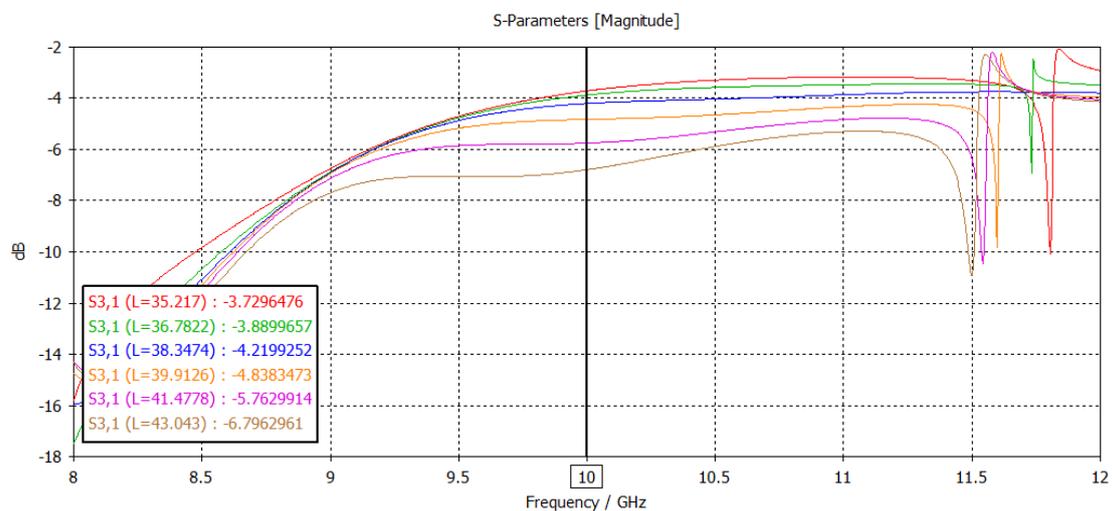


Figura 33: Simulación S_{31} parameter sweep L

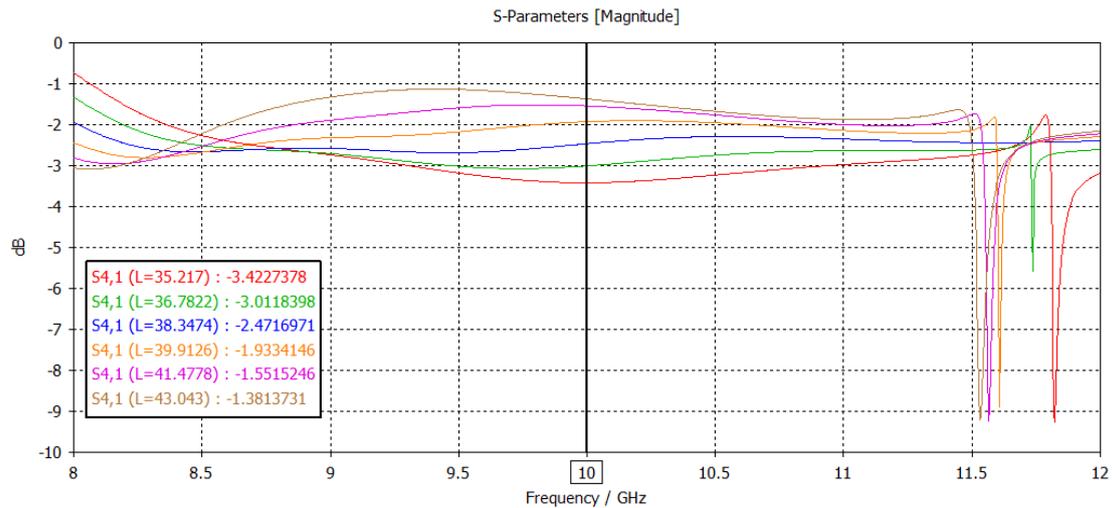


Figura 34: Simulación S_{41} parameter sweep L

En las figuras 33 y 34 se observa lo que ya se había visto en el acoplador de 3 dB, el parámetro $S_{3,1}$ se aleja de los 0 dB si se aumenta la longitud, en cambio el parámetro $S_{4,1}$ se acerca a los 0 dB si se aumenta la longitud. La mayoría de las resonancias se sitúan a frecuencias mayores a 11.5 GHz, menos el valor de 38.3474 que no tiene resonancia. A menor longitud más alejadas están las resonancias de 10 GHz.

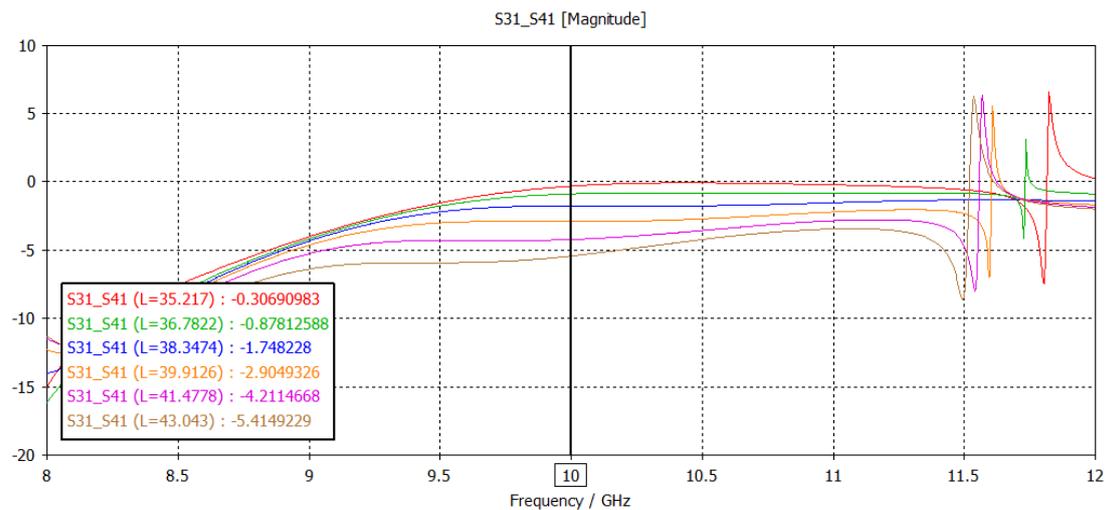


Figura 35: Simulación S_{31} - S_{41} parameter sweep L

La figura 35 muestra la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en dB. Si se aumenta la longitud la diferencia entre los dos parámetros es mayor. Para el acoplador de 4.77 dB se escoge la longitud de 39.9126 mm ya que tiene una resonancia más allá de 11.5 GHz y la diferencia es menor a -3 dB en términos absolutos.

El siguiente paso es introducir el cilindro dentro del acoplador. En primer lugar, se fija momentáneamente un diámetro de 1 mm y se hace un *Parameter Sweep* de la profundidad H desde 0 mm hasta 2 mm con 6 muestras.

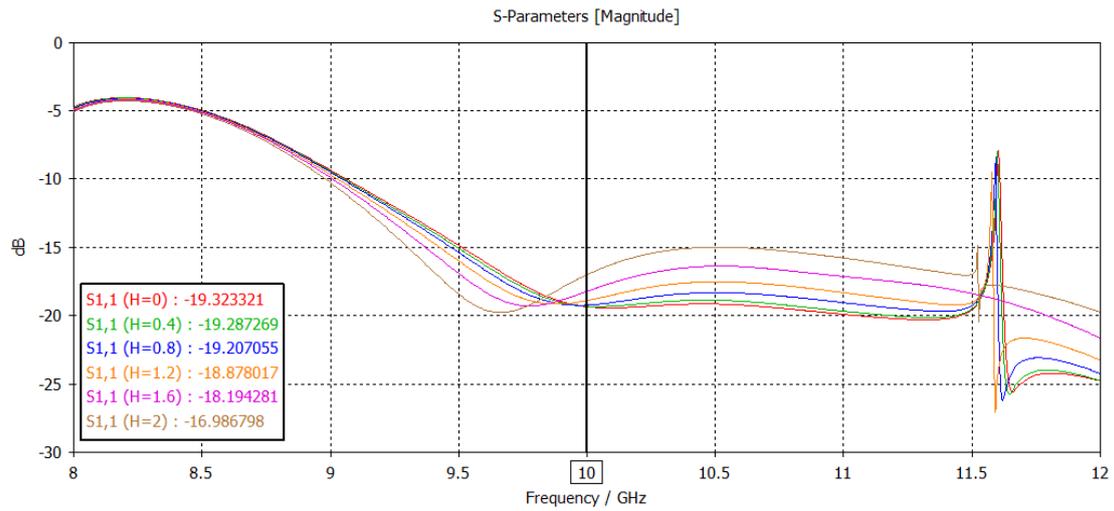


Figura 36: Simulación S_{11} parameter sweep H

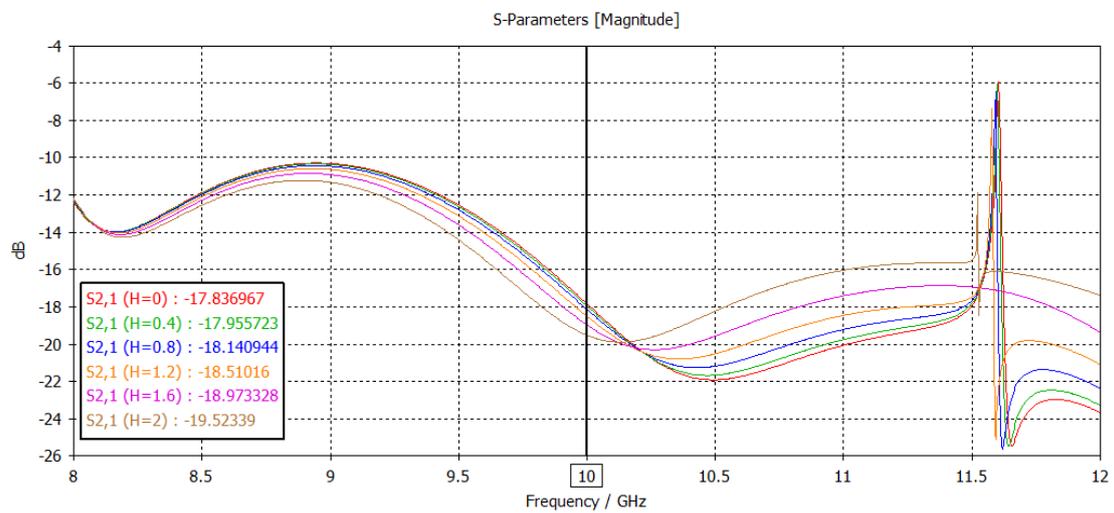


Figura 37: Simulación S_{21} parameter sweep H

Las figuras 36 y 37 muestran como los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ se alejan más de los 0 dB si se aumenta la profundidad del cilindro. Además, se observa como las resonancias para las distintas profundidades se mantienen más allá de los 11.5 GHz.

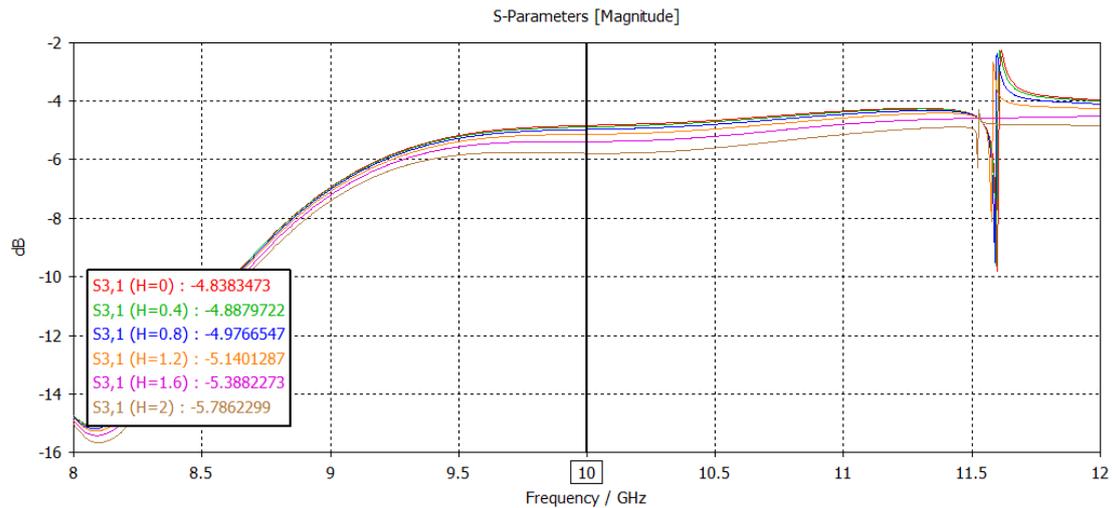


Figura 38: Simulación $S_{3,1}$ parameter sweep H

La figura 38 muestra que, si se aumenta la profundidad el parámetro $S_{3,1}$ disminuye. Sin embargo, en la figura 20 se observa como el valor del parámetro $S_{4,1}$ sube conforme la profundidad aumenta.

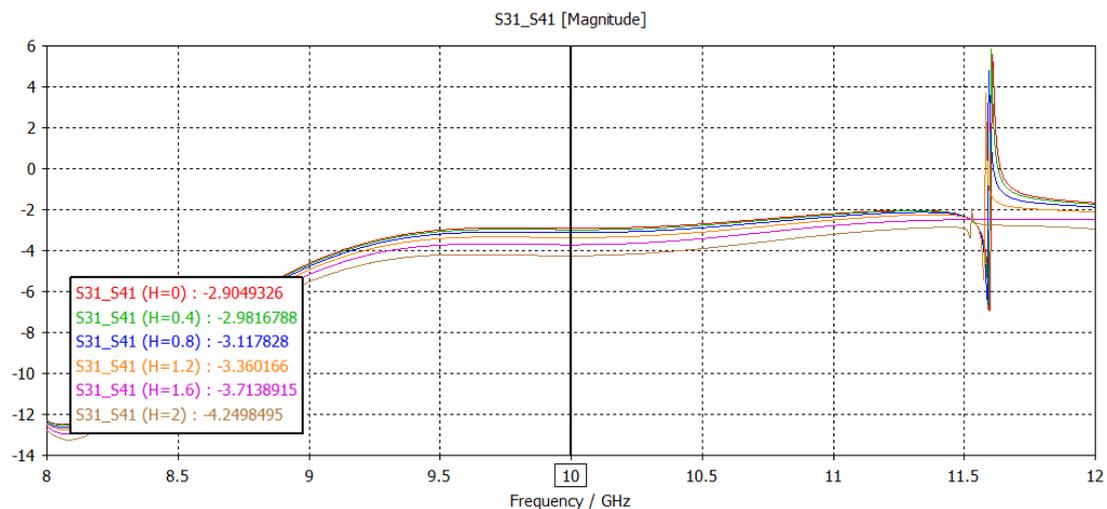


Figura 39: Simulación S_{31} - S_{41} parameter sweep H

La figura 39 muestra lo que ya se había observado con anterioridad, ya que a más profundidad del cilindro, mayor diferencia con signo negativo hay entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$. Dicho esto, el valor de H que se elige en este caso es el de 0.4 mm, que es el que obtiene una diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ más próxima a los -3 dB, además de tener un nivel de $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ menor a los -16 dB.

El resultado final de los parámetros S que se obtienen es el siguiente.

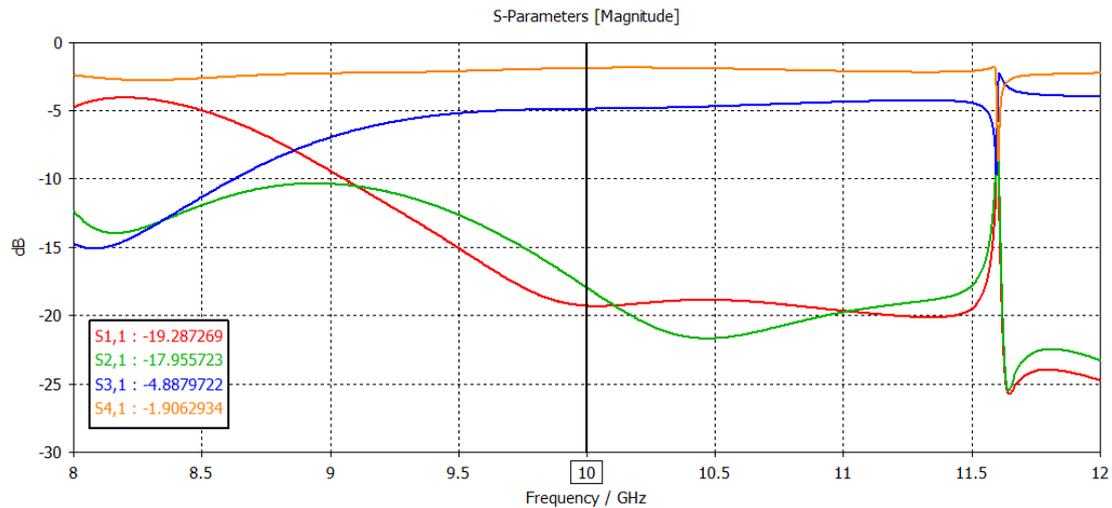


Figura 40: Resultado final acoplador 4.77 dB

4.6.3 Acoplador 6 dB

Para este acoplador se necesita que las medidas que se obtengan del acoplador Riblet obtengan una distancia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ de $-4,77\text{dB}$, siendo el valor de $S_{3,1}$ lo más cercano a -6 dB y el valor de $S_{4,1}$ situándose alrededor de -1.23 dB . Los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ con valores menores a -15 dB y sin ninguna resonancia más cerca de los 11.5 GHz . Se vuelve a la figura 3 donde se encuentra los diferentes valores de la diferencia de los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en función de $W2$. El valor que más se acerca a la diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ deseada lo consigue un ancho igual a 38.744 mm , con un resultado de -3.61 dB . A partir de este valor se intentará acercarse al valor de -4.77 dB a través de la variación de la longitud y el cilindro del acoplador.

Una vez elegido el ancho del acoplador se hace un *Parameter sweep* con los valores de las longitudes, de 35.217 mm hasta 43.043 mm con 6 muestras.

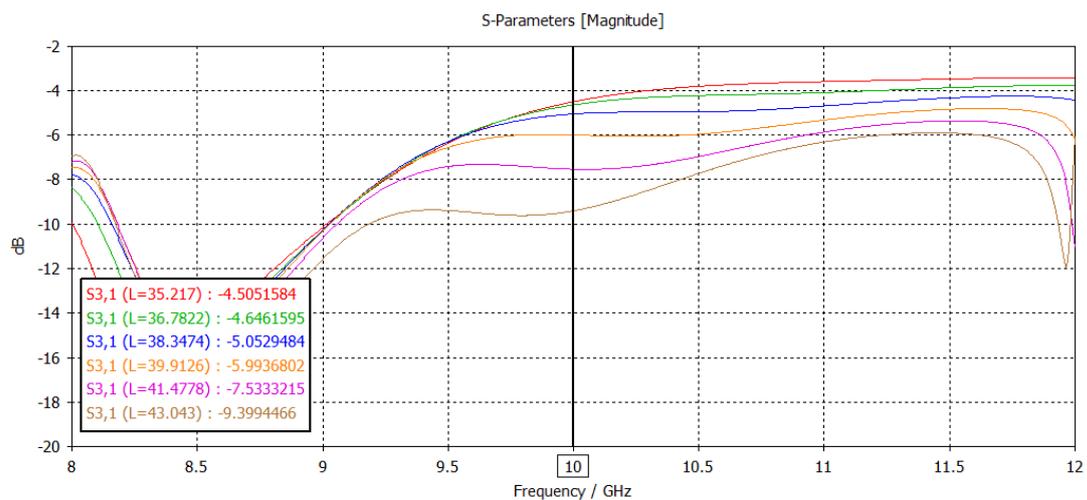


Figura 41: Simulación S31 parameter sweep L

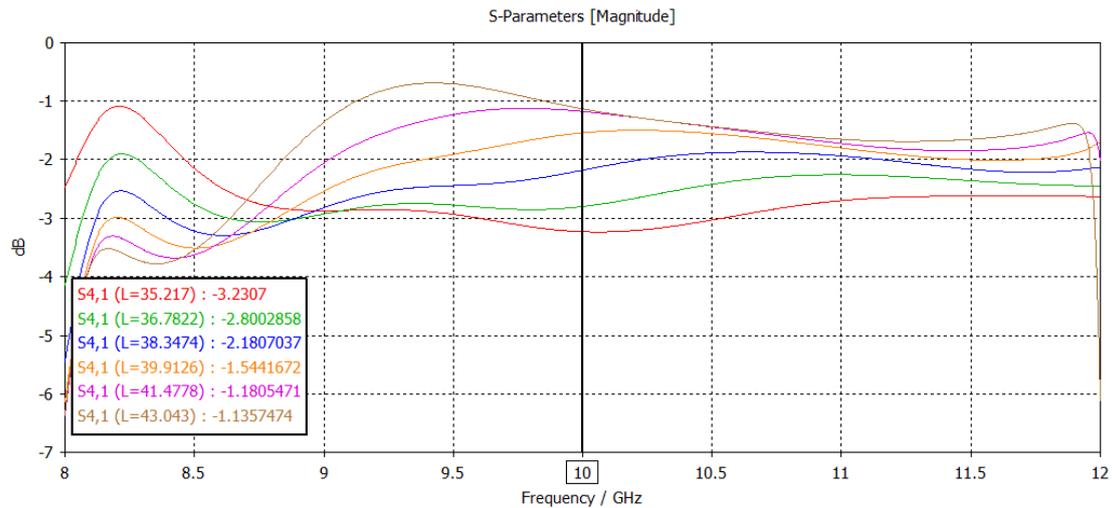


Figura 42: Simulación S₄₁ parameter sweep L

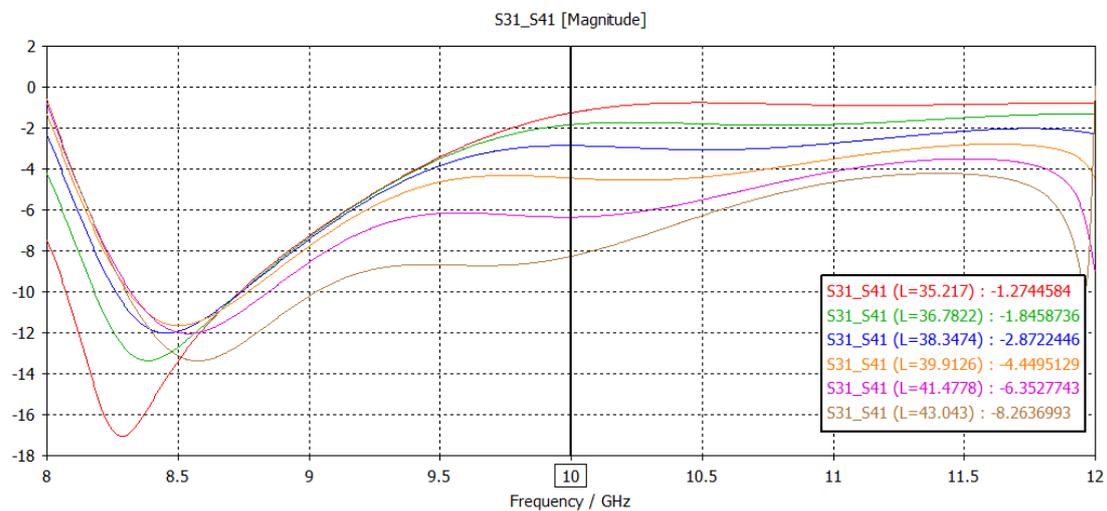


Figura 43: Simulación S_{31-S41} parameter sweep L

Después de realizar las simulaciones se escoge una longitud con un valor igual a 39.9126 mm, esta longitud tiene el valor más cercano a -4.77 dB, -4.44 dB, se escoge este valor debido a que aún no se ha incorporado el cilindro del acoplador, y se sabe por simulaciones anteriores que la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ aumenta a medida que aumenta la profundidad del cilindro.

Se introduce el cilindro al acoplador, como en las otras simulaciones se fija el diámetro a 1mm. En primer lugar, se hace un *Parameter Sweep* desde 0 mm hasta 2 mm con 6 muestras.

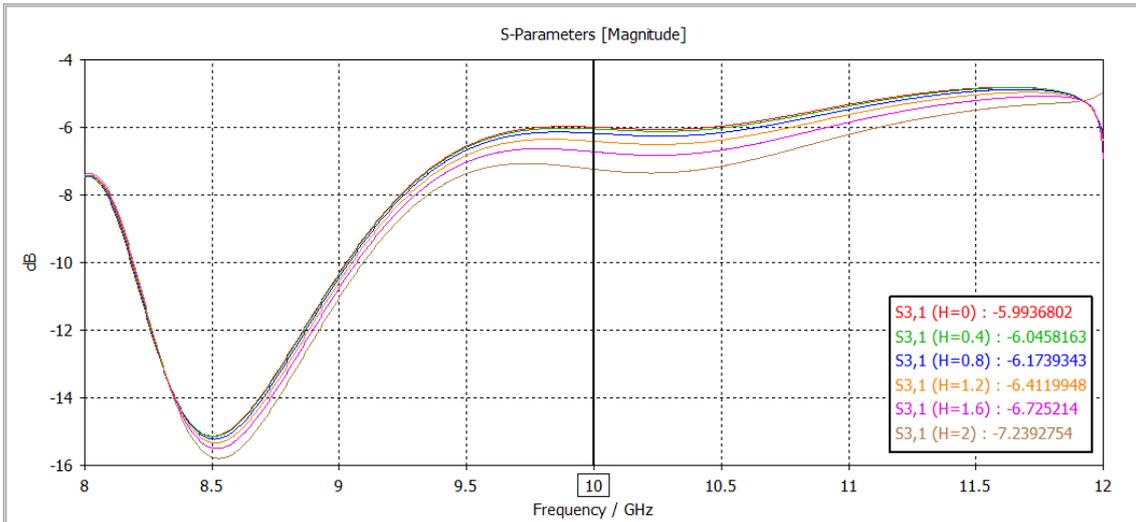


Figura 44: Simulación S31 parameter sweep H

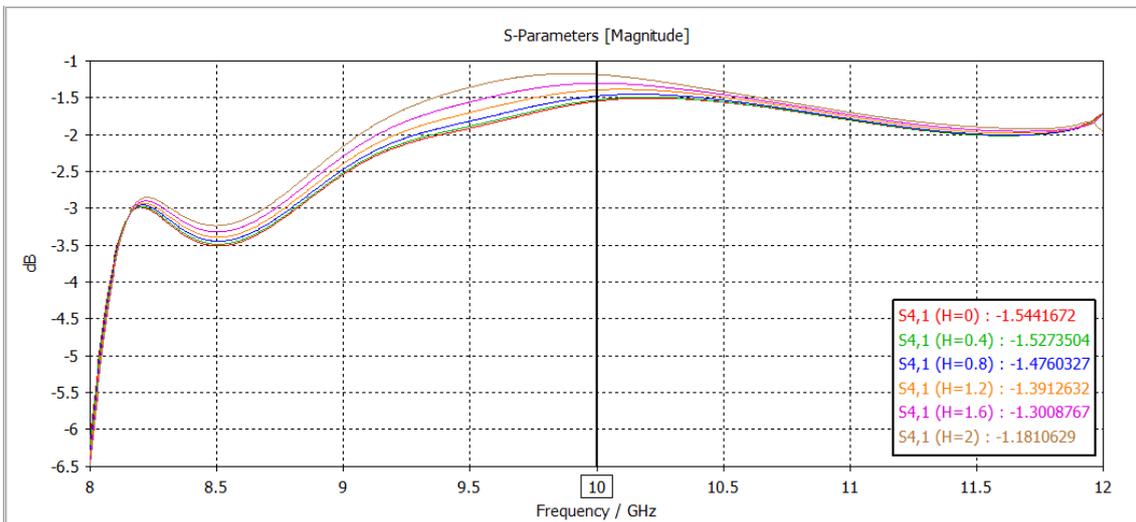


Figura 45: Simulación S41 parameter sweep H

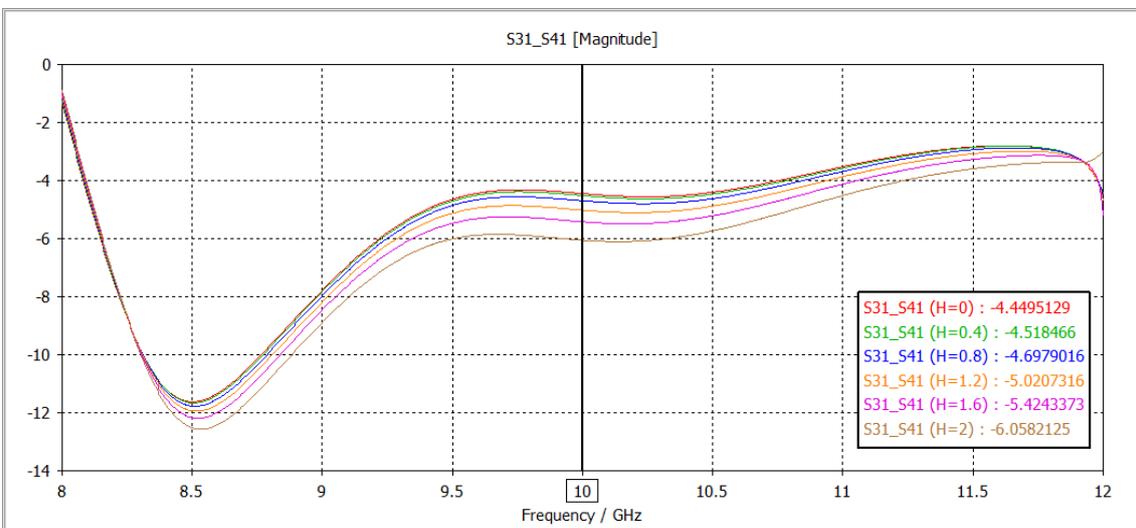


Figura 46: Simulación S31-S41 parameter sweep H

En la figura 46 se observa como para una profundidad de 0.8 mm se obtiene un valor de diferencia en dB entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ de -4.69 dB, que es bastante próximo al que se quiere conseguir. Para acercarse más se realiza un *Parameter Sweep* del diámetro del cilindro desde 1 mm hasta 2 mm con 6 muestras.

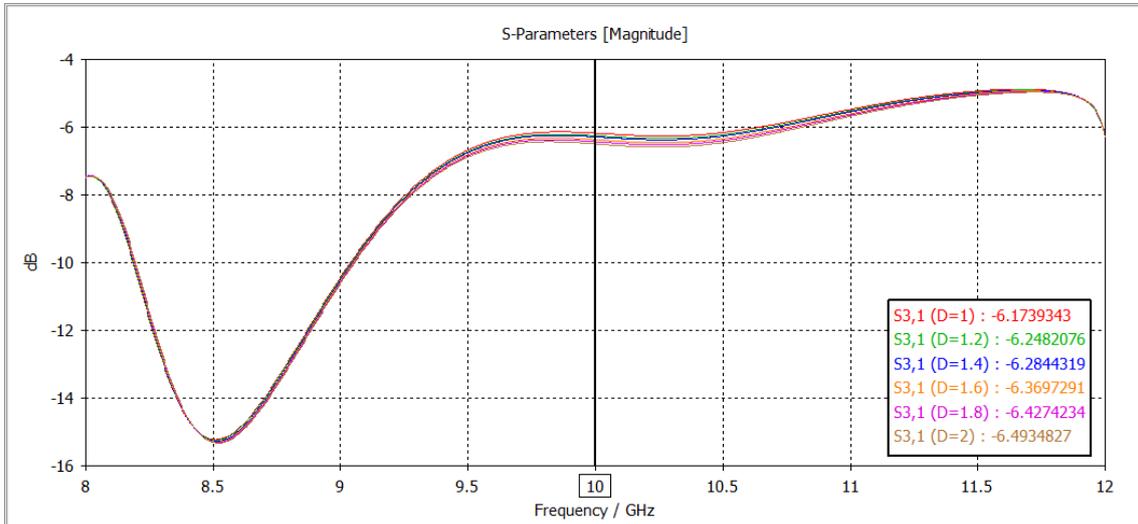


Figura 47: Simulación S_{31} parameter sweep D

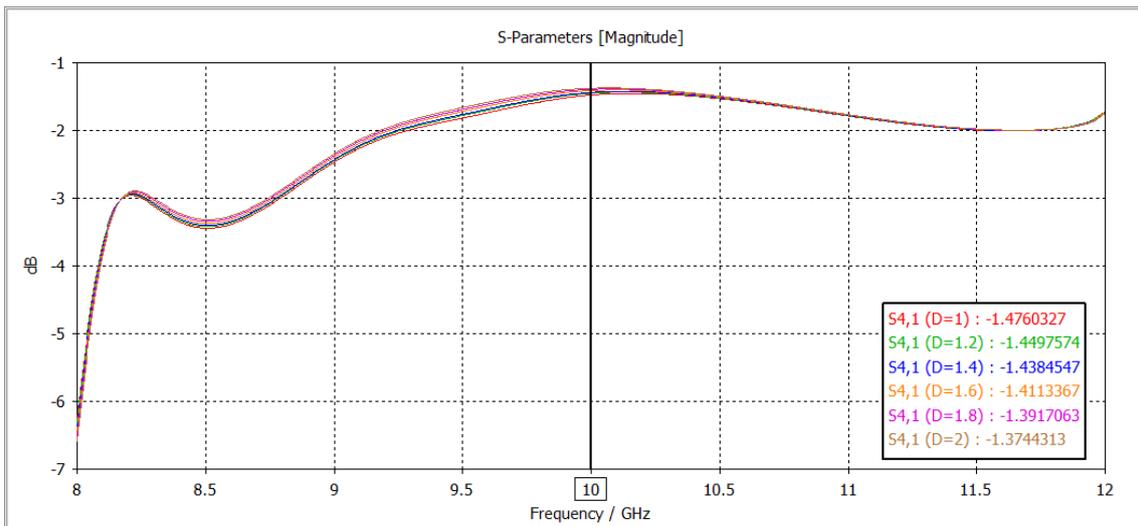


Figura 48: Simulación S_{41} parameter sweep D

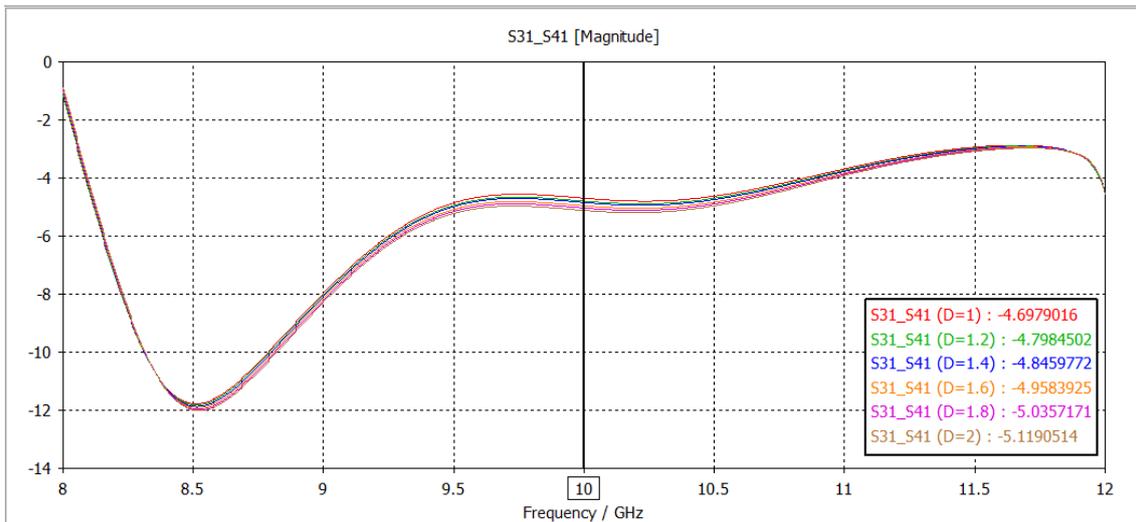


Figura 49: Simulación S31-S41 parameter sweep D

La diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ no varía mucho con los distintos valores del diámetro. El valor que más se acerca al objetivo es el de -4.7984 dB, que se consigue con un diámetro de 1.2 mm.

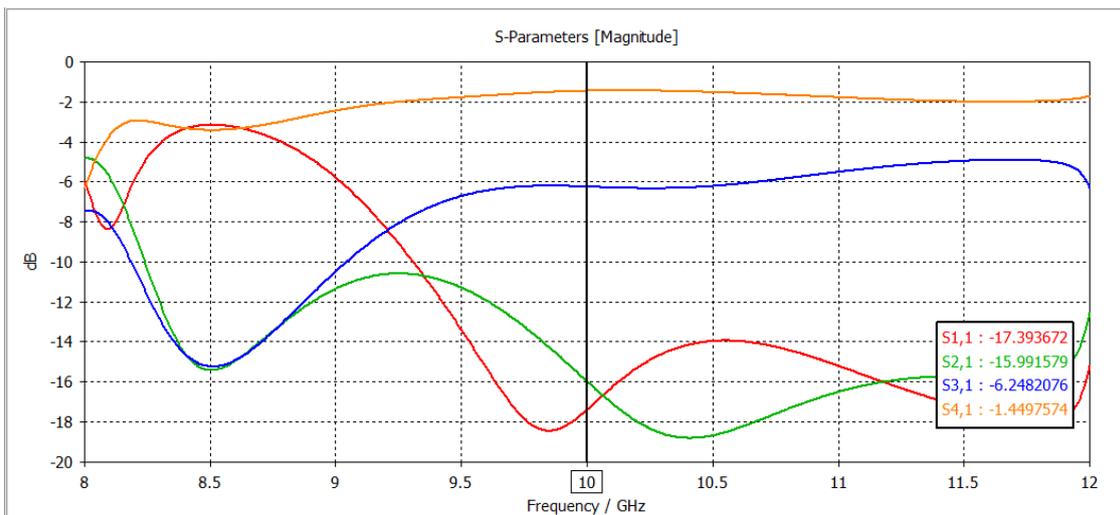


Figura 50: Resultado final acoplador 6 dB

En la figura se muestra el resultado final, con los valores de $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ separados por 6dB y los valores de $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ menores a -15 dB en la frecuencia central de 10 GHz.

4.7 Diseño Acopladore Riblet con Escalones

El diseño de este acoplador consiste en una ranura en la pared común estrecha entre dos guías de onda rectangulares adyacentes, en este se emplean escalones en el plano H para lograr una adaptación de impedancia. El número de escalones utilizados determina el rendimiento en ancho de banda del acoplador; con más escalones es posible mejorar el rendimiento en ancho de banda a expensas del tamaño, [7].

La distribución de puertos será igual que en diseño del acoplador anterior, los puertos 1 y 2 se encontrarán a un lado del acoplador, siendo estos los puertos de entrada y acoplado, respectivamente. Los puertos 3 y 4 se encontrarán en el lado contrario a estos y serán los de salida y aislado, respectivamente.

El diseño de este acoplador se ha extraído del artículo citado anteriormente. En la figura 51 se pueden observar cómo se han distribuido las diferentes variables para llevar a cabo el diseño del acoplador. Estas son: a y b como las medidas que determinan el tamaño de la guía de onda; las variables de longitud, L_p , L_0 , L_1 , L_2 y L_{gap} ; las variables que corresponden a los anchos de los diferentes escalones, W_0 , W_1 y W_2 ; y, por último, la variable R como el radio de las esquinas de los escalones y la variable t como el espesor del acoplador.

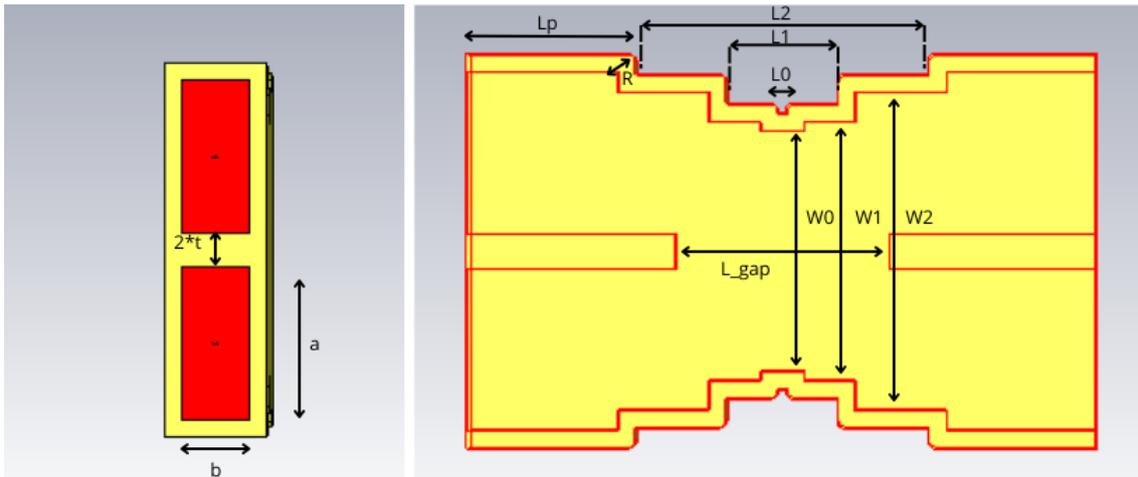


Figura 51: Definición de variables acoplador 2

Tal y como se hizo anteriormente con el anterior acoplador, en este modelo de Riblet con escalón se fijan primero los parámetros a y b de la guía de onda para una frecuencia central de 10 GHz. Se escoge la misma guía de onda, WR90, dado que se sitúa entre 8.20 a 12.40 GHz. El valor de a para esta guía de onda es de 22.86 mm y el de b es de 10.16 mm. En cuanto al resto de valores se partirá de los valores propuestos en el artículo anterior. En este artículo se propone el mismo modelo, pero a una frecuencia central situada a 14 GHz. Se fijan las variables de W_0 y W_1 con relación a W_2 con las proporciones que se fijaban en el artículo anterior. De igual manera se relacionan los valores de L_0 , L_1 y L_2 con L_{gap} . En cuanto a los valores de R y t estos se mantienen respecto a los valores fijados en el artículo. De esta manera los valores iniciales del acoplador son los siguientes:

Parameter List			
Name	Expression	Value	
W2	= 35.56	35.56	
a	= 22.86	22.86	
b	= 10.16	10.16	
L_gap	= 21.2852	21.2852	
Lp	= 21	21	
L0	= 0.205*L_gap	4.363466	
L1	= 0.6825*L_gap	14.527149	
L2	= 1.53*L_gap	32.566356	
t	= 2.5	2.5	
R	= 1	1	
W0	= 0.757*W2	26.91892	
W1	= 0.815*W2	28.9814	

Figura 52: Parameter list inicial acoplador 2

Para empezar la simulación se tiene que realizar un barrido de las variables L_{gap} y $W2$ para variar todas las longitudes y anchos del acoplador y visualizar la afectación de estos en los parámetros S . En este estudio también se intentará obtener los acopladores de 3, 4.77 y 6 dB que se consiguieron en las simulaciones del acoplador Riblet con cilindro.

4.7.1 Acoplador 3 dB

En este acoplador el objetivo es conseguir un factor de acoplamiento de 3 dB, esto se logra con una diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ lo más próxima a 0 dB en un mayor ancho de banda. Además, se ha de conseguir que los parámetros $S_{2,1}$ y $S_{1,1}$ tengan un valor lo más pequeño posible, menor a -15 dB. Para conseguir estos resultados se parte de los valores iniciales ya propuestos en la figura 52. Solo habrá que variar la variable $W2$ y la L_{gap} , debido a que, como se ha explicado antes, todas las demás variables de longitud y ancho están sujetas a estas dos. Los valores iniciales de los anchos y las longitudes son para una frecuencia central de 14 GHz, por tanto, habrá que aumentar los valores de $W2$ y L_{gap} para conseguir los resultados deseados. Para ver cómo afectan estas dos variables a los parámetros S se hace un *parameter sweep* simultaneo de $W2$ desde el valor inicial, 35.56 mm, hasta 50 mm con 10 muestras, y de L_{gap} también desde su valor inicial, 21.282 mm, hasta 35 mm con 10 muestras. Tras analizar los resultados de la simulación se obtiene que la menor diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en dB se consigue con un ancho $W2=48.3956$ mm y con un $L_{gap}=28.9031$ mm. Con lo que el resto de los valores serán los siguientes:

Parameter List		
Name	Expression	Value
L0	= 0.205*L_gap	5.9251355
W0	= 0.757*W2	36.6354692
W1	= 0.815*W2	39.442414
L1	= 0.6825*L_gap	19.72636575
R	= 1	1
L2	= 1.53*L_gap	44.221743
t	= 2.5	2.5
b	= 10.16	10.16
Lp	= 21	21
a	= 22.86	22.86
L_gap	= 28.9031	28.9031
W2	= 48.3956	48.3956

Figura 53: Parameter list acoplador 3 dB

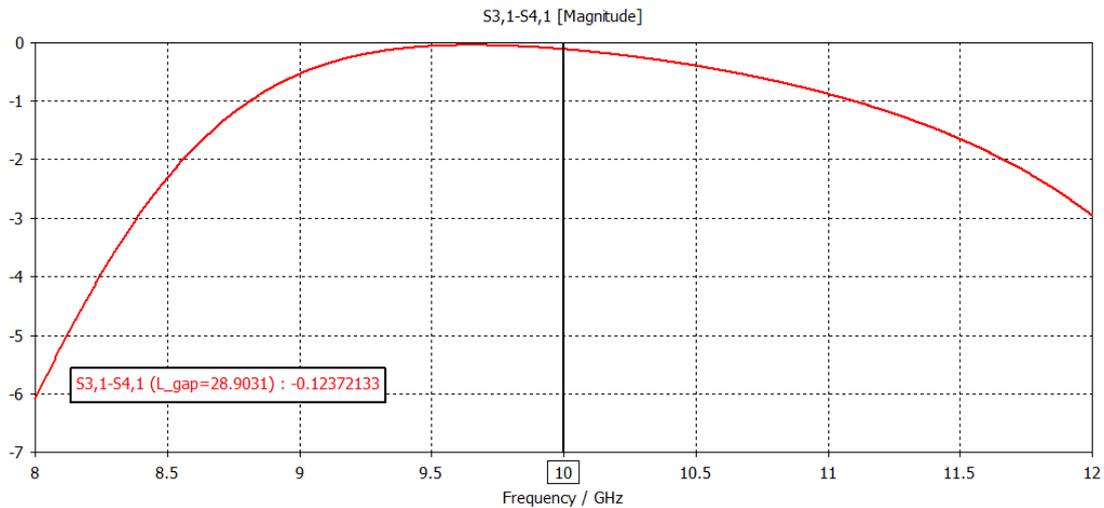


Figura 54: Resultado S31-S41 acoplador 3 dB

Para estos valores de anchos y longitudes los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ se sitúan más abajo de los -30 dB con un mínimo justo en la frecuencia central de 10 GHz.

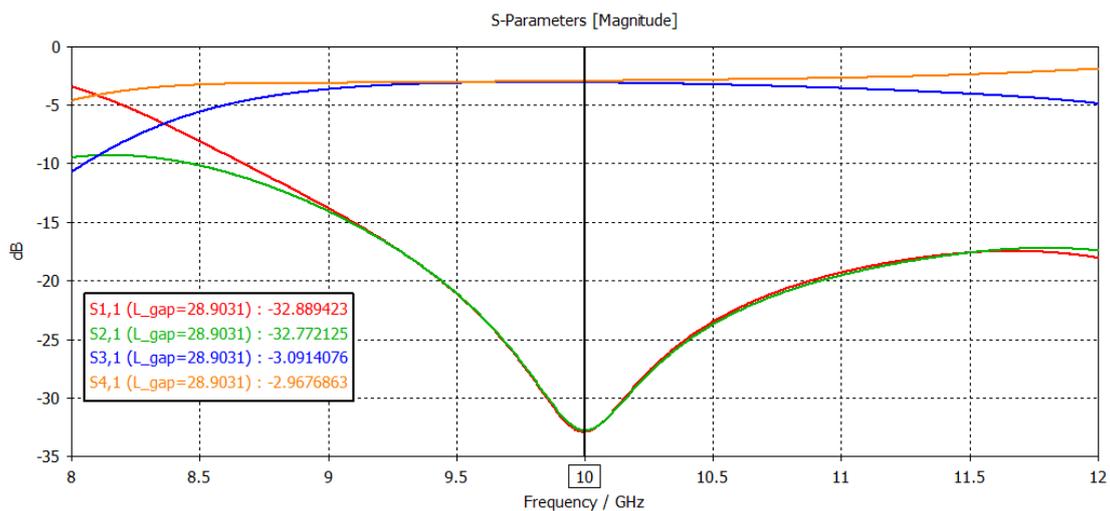


Figura 55: Resultado parámetros S acoplador 3 dB

En la figura 55 se observan los resultados de la simulación. Los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ situados los dos muy cerca de los -3 dB en un gran tramo de la gráfica y como se ha dicho con anterioridad los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ más allá de los -30 dB, con estos valores de se cumplen los resultados deseados.

A continuación, para observar el funcionamiento del acoplador se procederá a ver cómo afecta la variación de las variables de $W2$ y L_{gap} en los diferentes parámetros S .

En primer lugar, se fija $L_{gap}=28.9031$ mm, valor que se ha obtenido anteriormente, y se varía el valor de $W2$.

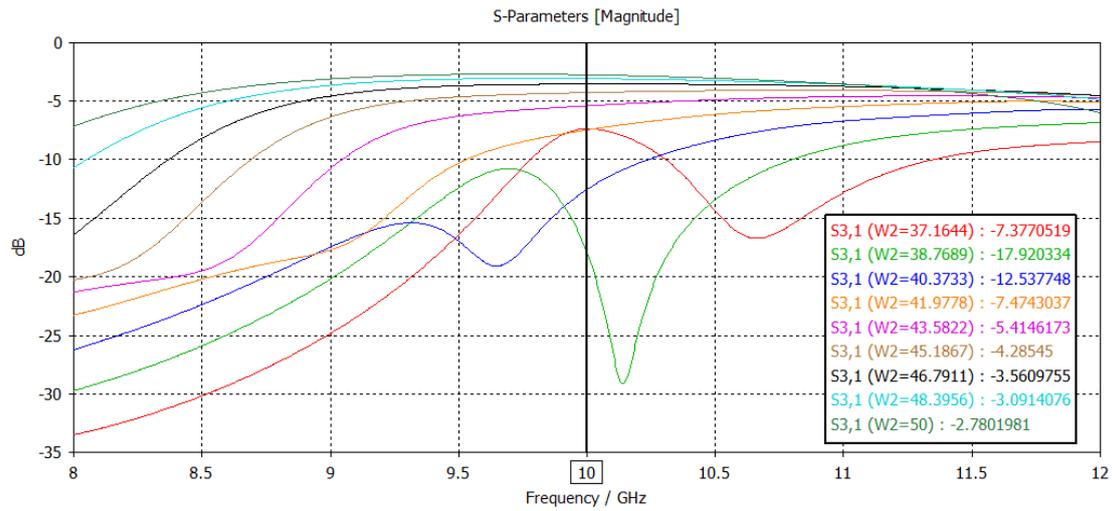


Figura 56: Simulación S_{3,1} parameter sweep W₂

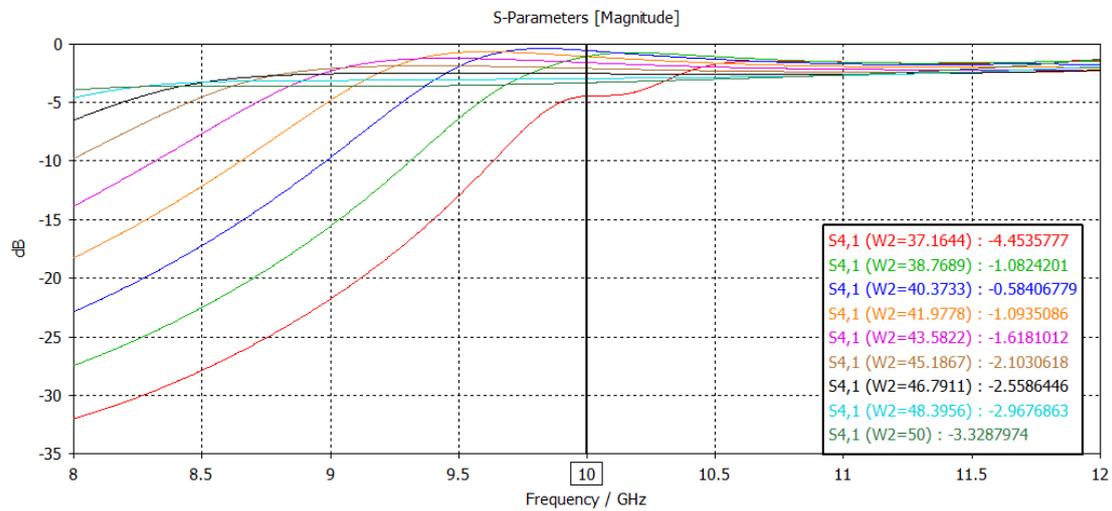


Figura 57: Simulación S_{4,1} parameter sweep W₂

En las figuras 56 y 57 se observan los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en función de W_2 . El parámetro $S_{3,1}$ cae hasta llegar a los -17 dB con un ancho de 38.7689 mm, pero seguidamente sube con el aumento del valor de W_2 y llega a su punto más alto, -2.78 dB, con un ancho de 50 mm. En cuanto al parámetro $S_{4,1}$ sucede lo opuesto, sube hasta -0.584 dB con un $W_2=40.373$ mm y posteriormente baja hasta los -3.328 dB con 50 mm de ancho.

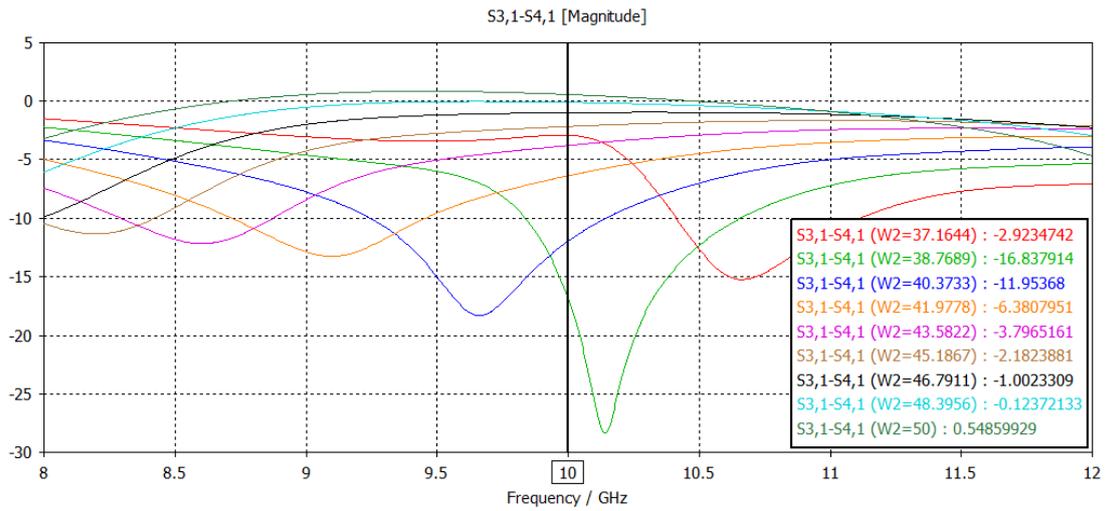


Figura 58: Simulación S31-S41 parameter sweep W2

La diferencia de dB entre el $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ corresponde con lo visto anteriormente con el parámetro $S_{3,1}$. A partir de un ancho mayor al de 38.7689 mm la diferencia va subiendo y se acerca cada vez más a 0 hasta ser positiva en 50 mm. Si la diferencia entre estos dos parámetros es positiva significa que el valor de $S_{4,1}$ es mayor en términos absolutos que el de $S_{3,1}$.

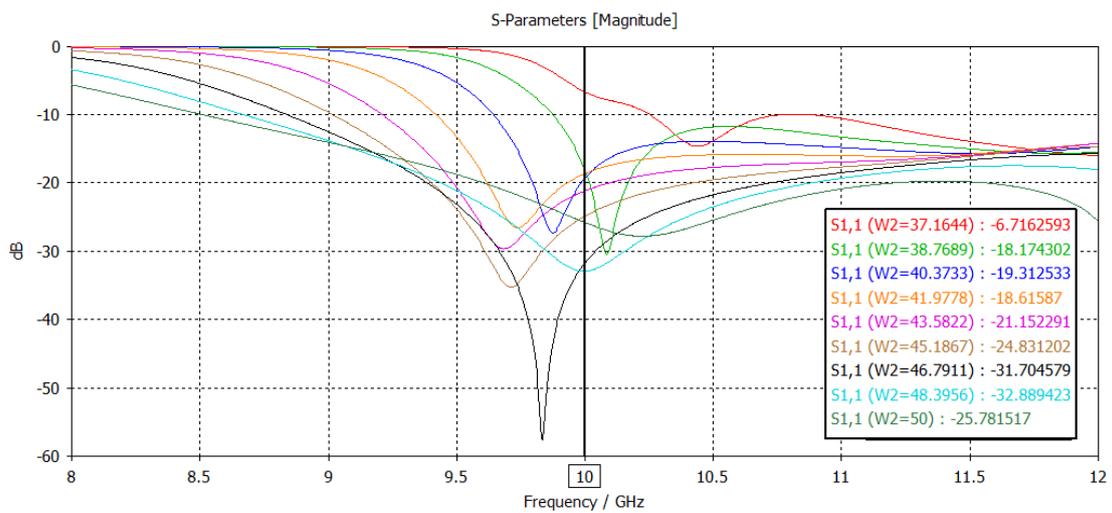


Figura 59: Simulación S11 parameter sweep W2

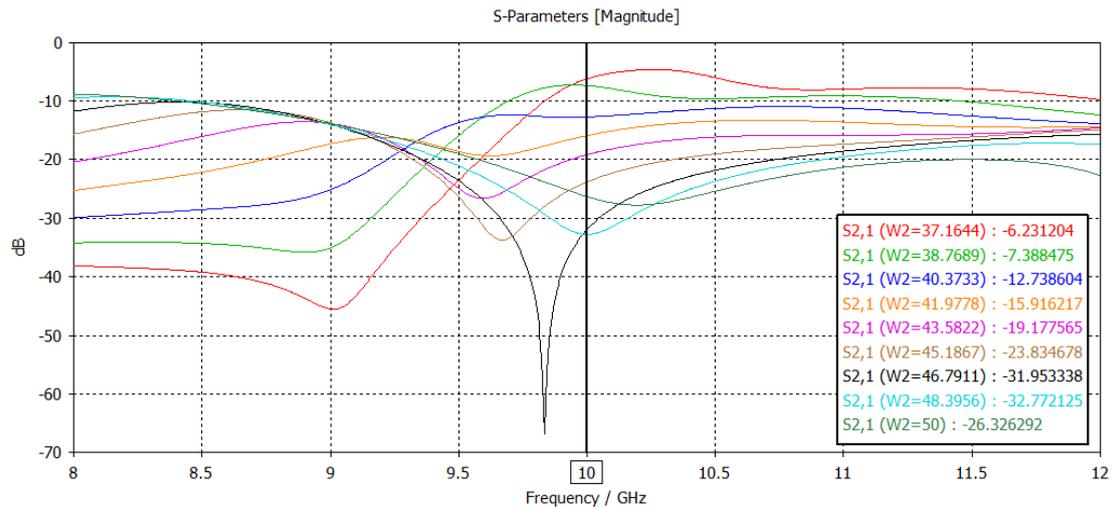


Figura 60: Simulación S21 parameter sweep W2

En las figuras 59 y 60 se visualizan los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$. En ambos casos se observa como el mínimo va desplazándose en frecuencia según el valor de $W2$. En $S_{1,1}$ este mínimo empieza a la derecha de los 10 GHz y se va desplazando hacia la izquierda de esta hasta que llega al valor de $W2=48.3956$ mm, donde se sitúa justo en el valor de la frecuencia central fijada. En el caso de $S_{2,1}$ empieza a la izquierda de los 10 GHz y se va desplazando hacia la derecha sin sobrepasar esta frecuencia, y, al igual que en el parámetro anterior, en el valor de $W2=48.3956$ mm el mínimo se sitúa justo en los 10 GHz.

Ahora se visualizarán las simulaciones de los parámetros $S_{1,1}$, $S_{2,1}$, $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ correspondientes a la variación de la variable L_{gap} , con un $W2$ fijado en 42.3956 mm.

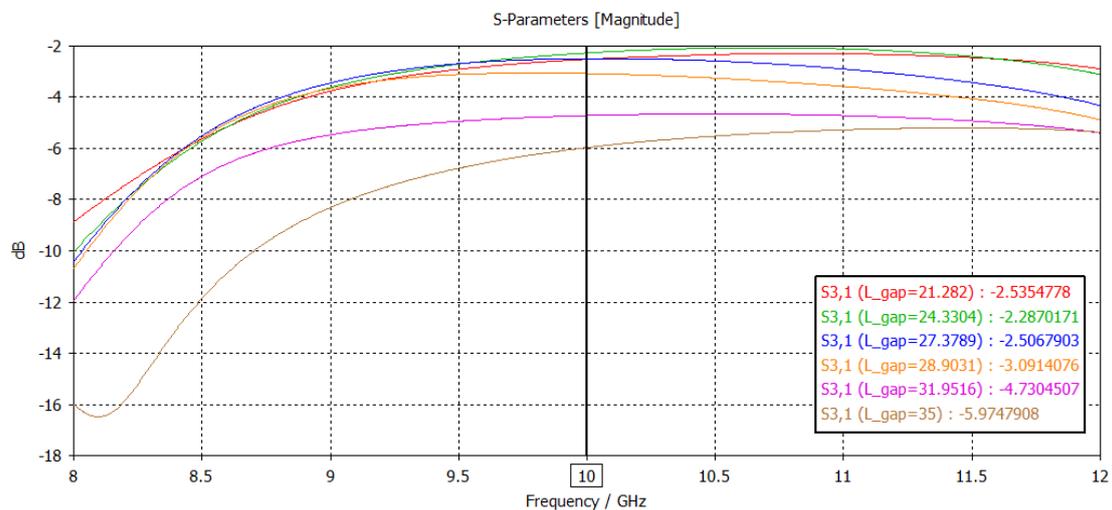


Figura 61: Simulación S31 parameter sweep L_gap

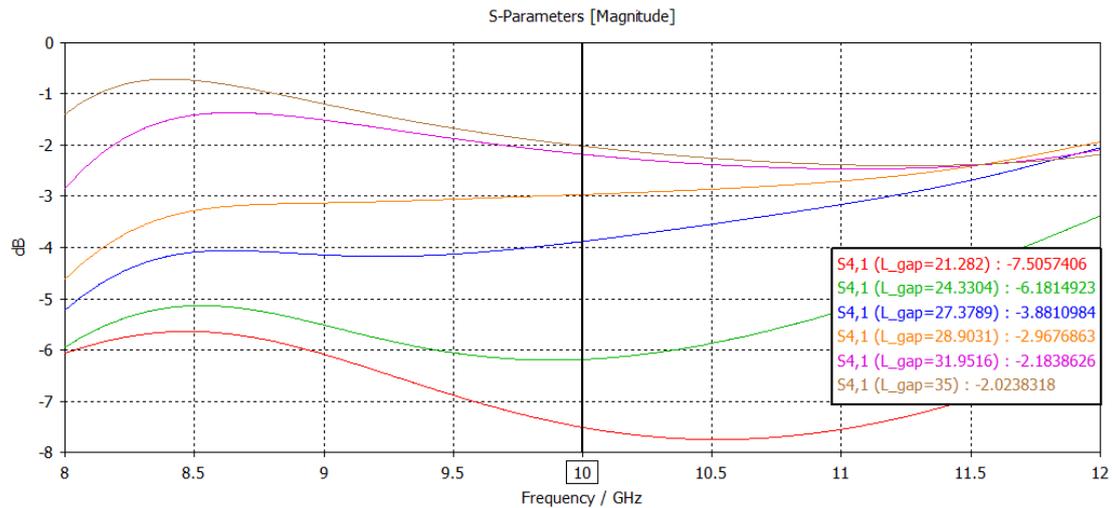


Figura 62: Simulación $S_{4,1}$ parameter sweep L_{gap}

Las figuras 61 y 62 muestran los diferentes valores de los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ en función de L_{gap} . En el parámetro $S_{3,1}$ se observa como primero se acerca un poco a los 0 dB, pero luego vuelve a alejarse para llegar prácticamente a los -6 dB con un L_{gap} de 35 mm. En cuanto al parámetro $S_{4,1}$ tiene un efecto opuesto con el aumento de la distancia entre las dos planchas del acoplador, ya que cuanto más aumenta el valor de L_{gap} más se acerca el parámetro $S_{4,1}$ a los 0 dB.

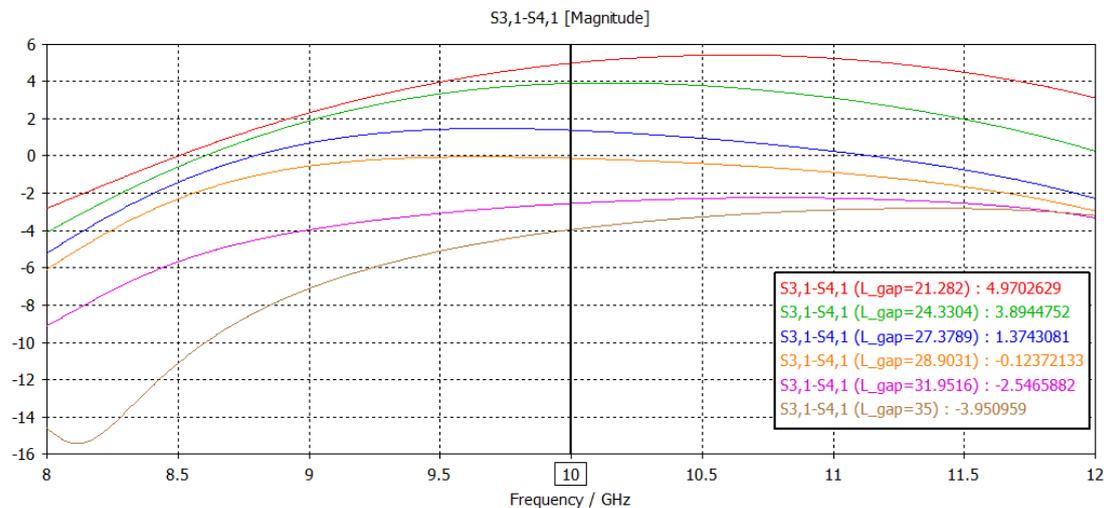


Figura 63: Simulación $S_{3,1}$ - $S_{4,1}$ parameter sweep L_{gap}

En la figura 63 se observa la variación de la diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ con L_{gap} . Como se ha visto en las figuras 61 y 62 el valor en términos absolutos del parámetro $S_{4,1}$ es mayor al de $S_{3,1}$ en los valores más pequeños de L_{gap} , por tanto, la diferencia entre estos dos parámetros es positiva. Cuando sube la longitud la diferencia entre los parámetros S ya citados va bajando y pasa a ser negativa cuando se tiene un $L_{gap}=28.9031$ mm. A partir de este momento, cuanto más aumenta L_{gap} más se aleja de los 0 dB con signo negativo.

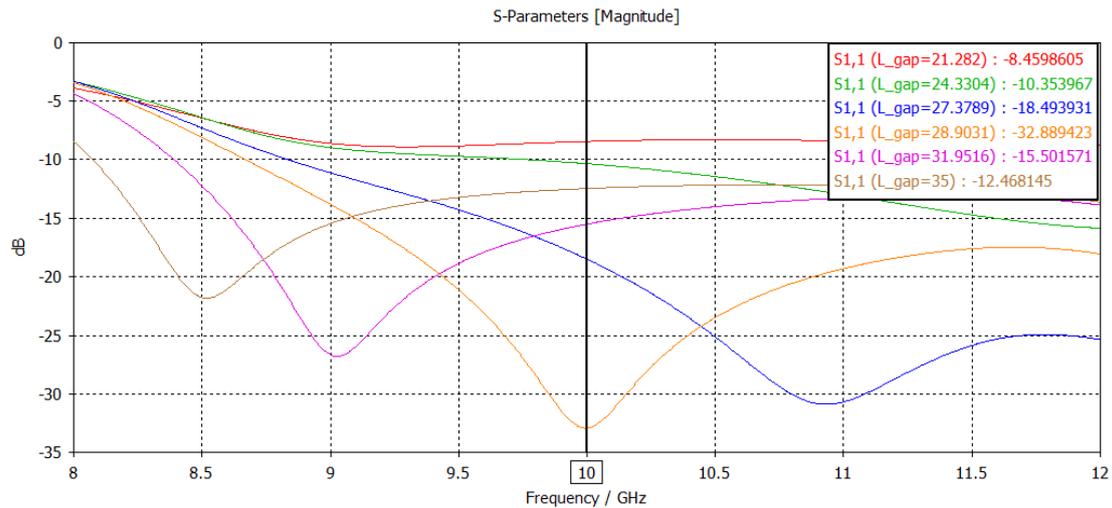


Figura 64: Simulación S_{11} parameter sweep L_{gap}

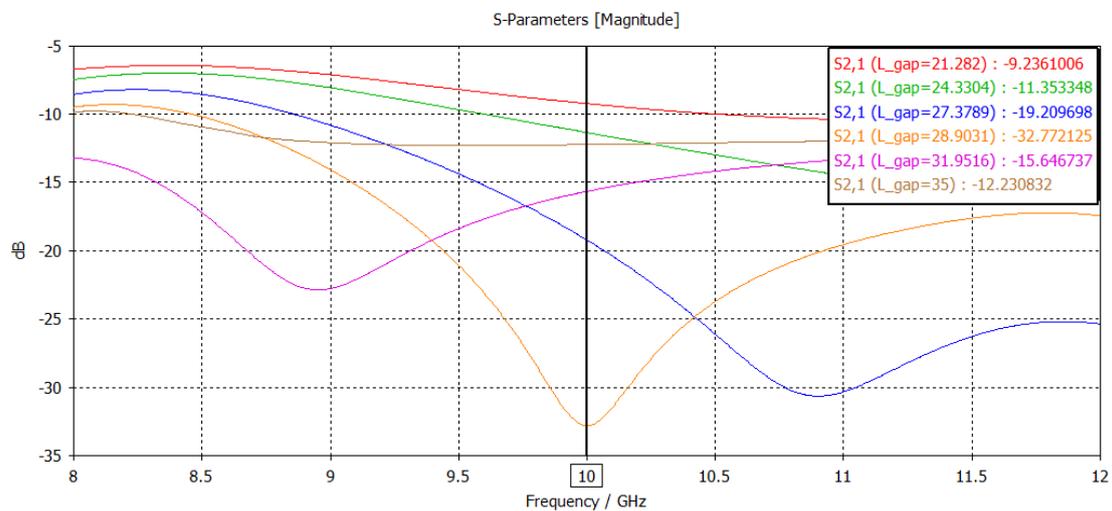


Figura 65: Simulación S_{21} parameter sweep L_{gap}

Los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ tienen un comportamiento muy similar como se aprecia en las figuras 64 y 65. En los valores más pequeños de L_{gap} los dos parámetros tienen el mínimo a la derecha de la frecuencia central de 10 GHz. A medida que el valor de L_{gap} va aumentando el mínimo se desplaza hacia la izquierda, situándose justo en los 10 GHz con un $L_{gap}=28.9031$ mm.

4.7.2 Acoplador 4.77 dB

El objetivo de esta simulación es encontrar las medidas que hagan que el acoplador obtenga una diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ igual a -3 dB, siendo el valor de $S_{3,1}$ lo más cercano posible a -4.77 dB y el valor de $S_{4,1}$ -1.77 dB. También es importante conseguir que los valores de los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ sean menores a -15 dB. Para este acoplador se vuelven a los resultados obtenidos del *Parameter Sweep* anterior, donde se hacía un barrido conjunto de L_{gap} y de $W2$. El mejor resultado obtenido de las simulaciones se obtiene con un $L_{gap}=27.3789$ mm y con una $W2=41.9778$ mm.

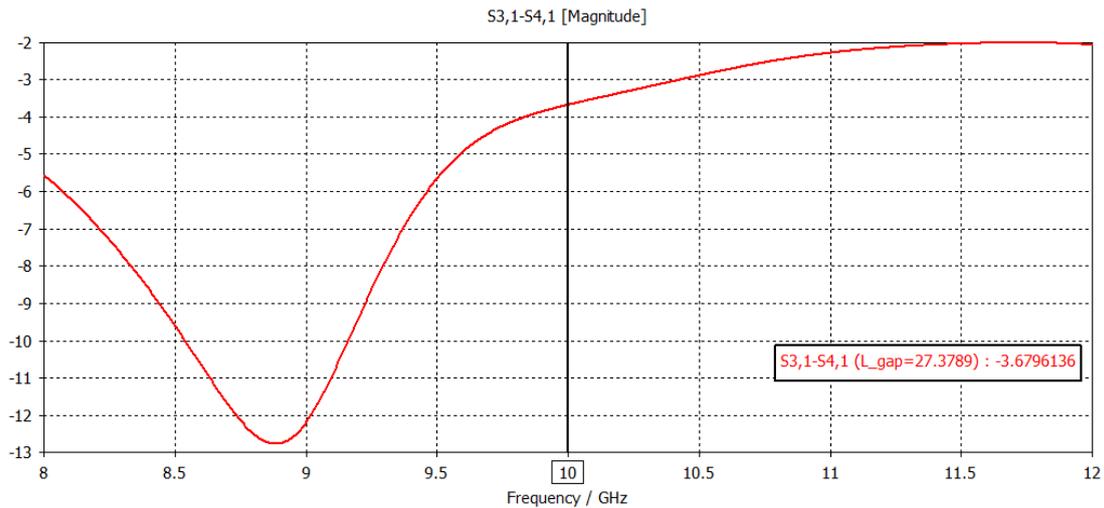


Figura 66: Resultado S₃₁-S₄₁ inicial acoplador 4.77 dB

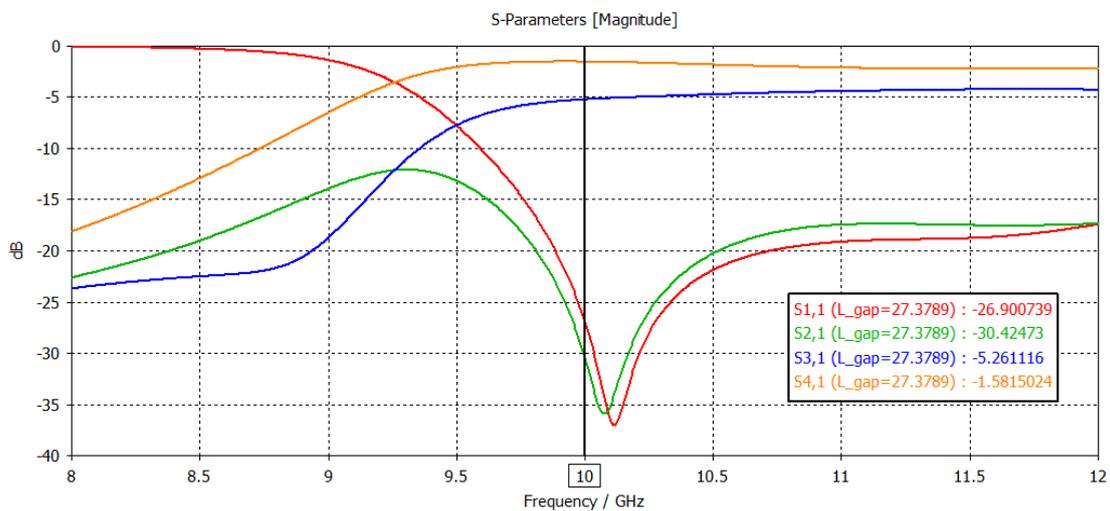


Figura 67: Resultado inicial parámetros S acoplador 4.77 dB

En la figura 66 se observa como la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ es de -3.6796 dB, que está cerca de los -3 dB que se quieren conseguir. Mientras tanto, la figura 67 muestra como el parámetro $S_{3,1}$ es de -5.26 dB, se quiere conseguir un valor lo más próximo a -4.77 dB. También se observa que los mínimos de los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ no se sitúan en la frecuencia central. Para poder acercarse con más precisión a los resultados que se quieren conseguir se hace uso de la función *Optimizer* de CST. Se utiliza el algoritmo *Trust Region Framework* con un 4% de margen entre el mínimo y el máximo sobre los valores iniciales de $L_{gap}=27.3789$ mm y $W2=41.9778$ mm. Se ponen como objetivos de la simulación que la diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ sea de -3 dB y que los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ tengan valores menores a -30 dB en la frecuencia central de 10 GHz.

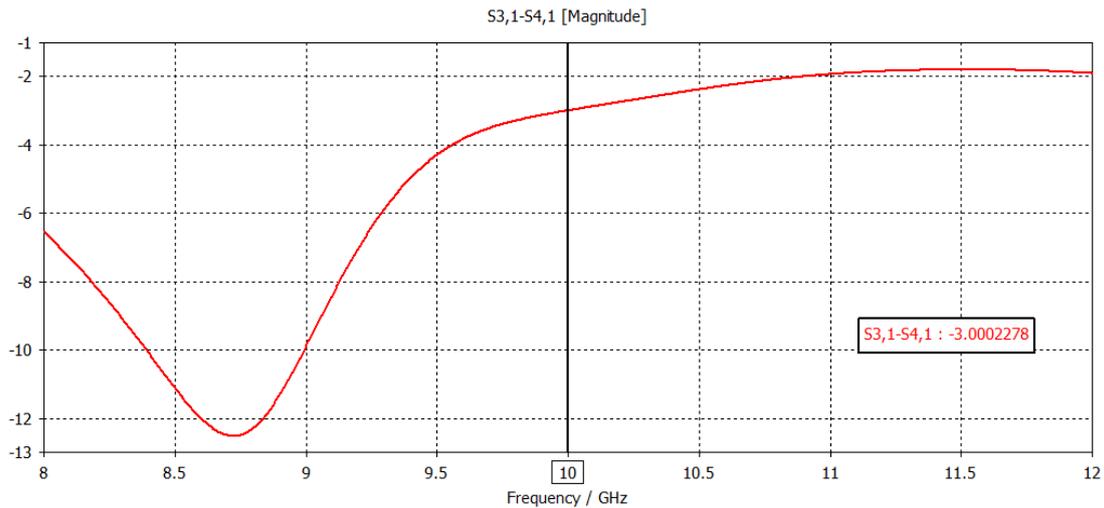


Figura 68: Resultado $S_{3,1}$ - $S_{4,1}$ acoplador 4.77 dB optimizado

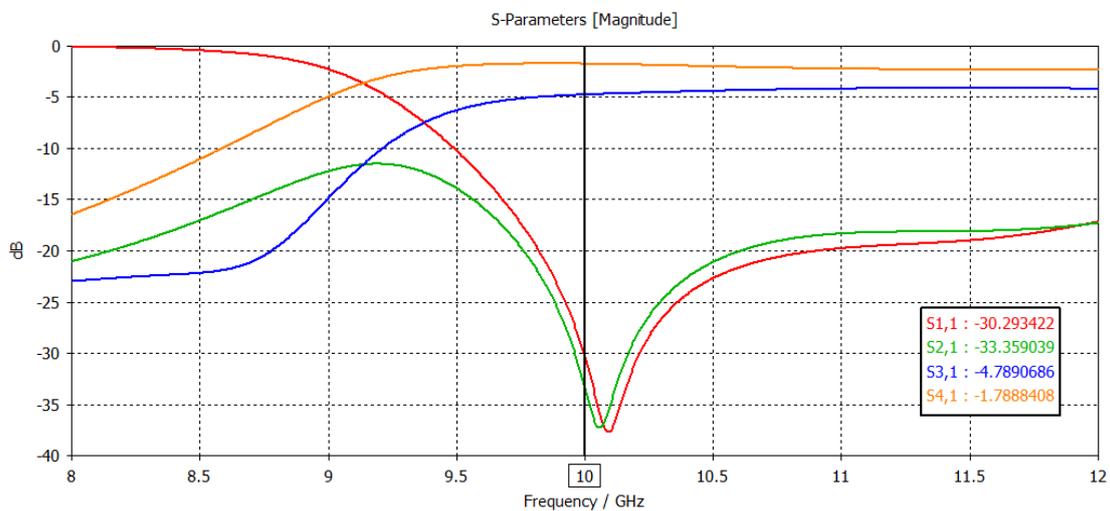


Figura 69: Resultado parámetros S acoplador 4.77 dB optimizado

En las figuras 68 y 69 se pueden ver los resultados obtenidos, estos se ajustan a lo que se quería conseguir. Los resultados se obtienen con un $L_{gap}=27.4967$ mm y con un $W2=42.6256$ mm. La diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ ahora si es de -3 dB y el $S_{3,1}$ se sitúa prácticamente en los -4.77 dB que se querían. Además, los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ tienen valores por debajo de los -30 dB y su mínimo esta muy cerca de los 10 GHz.

4.7.3 Acoplador 6 dB

En este acoplador, como ya se explicó en el primer acoplador, se debe intentar que el parámetro $S_{3,1}$ se sitúe lo más cerca de los -6 dB y que la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ se aproxime a los -4.77 dB. Además, los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ tienen que ser menores a -20 dB.

En primer lugar, se observan los resultados de las simulaciones que se han llevado a cabo al principio del estudio de este acoplador. Se observa que la mejor aproximación a la simulación que se quiere conseguir se obtiene con un $L_{gap}=28.9031$ mm y con un $W2=43.5822$ mm.

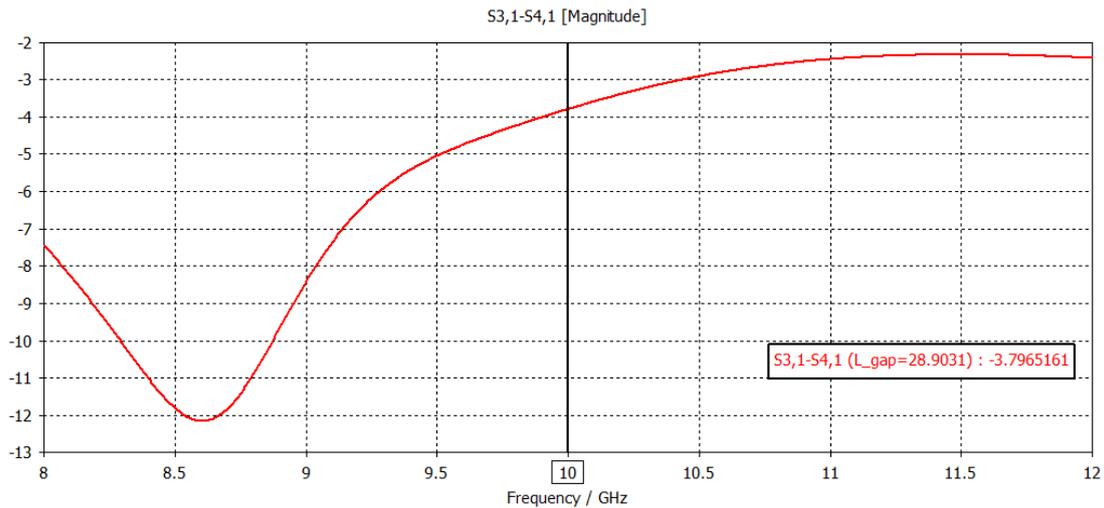


Figura 70: Resultado inicial S₃₁-S₄₁ acoplador 6 dB

En la figura 70 se observa la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$, esta es solo de -3.79 dB, insuficiente para lo que se quiere conseguir, -4.77 dB.

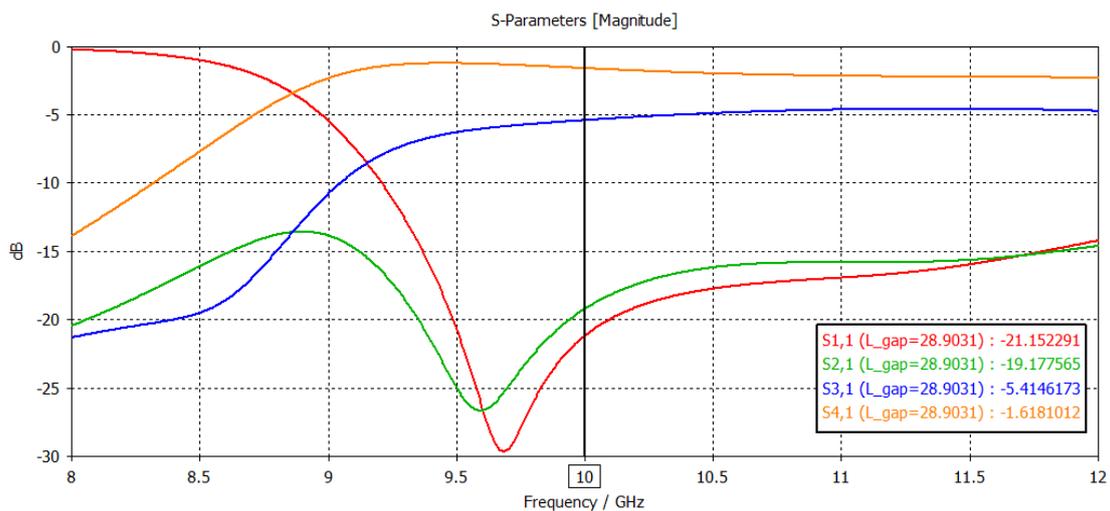


Figura 71: Resultado inicial parámetros S acoplador 6 dB

En la figura 71 también se observa que el parámetro $S_{3,1}$ no está lo suficientemente cerca de los -6 dB. En cuanto a los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ sí que se encuentran cerca de los -20 dB, con su mínimo a la izquierda de la frecuencia central.

Para poder tener mejores resultados se utiliza la función *Optimizer* de CST. Se usa el algoritmo *Trust Region Framework* con un 4% de margen entre el mínimo y el máximo sobre los valores seleccionados en la anterior simulación de $L_{gap}=28.9031$ mm y $W2=43.5822$ mm. Se ponen como objetivos de la simulación que la diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ sea de -4.77 dB y que los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ tengan valores menores a -20 dB en la frecuencia central de 10 GHz.

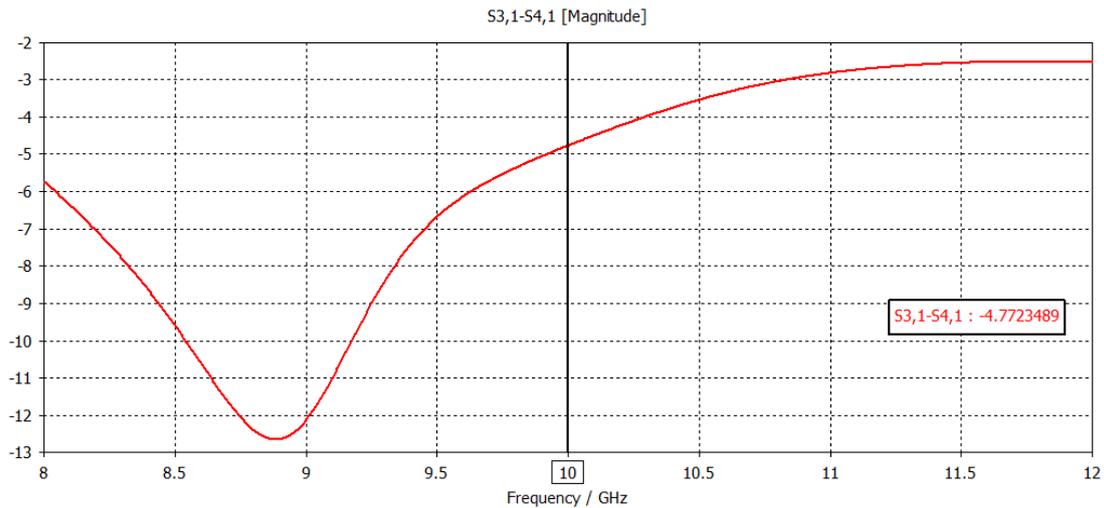


Figura 72: Resulto S_{3,1}-S_{4,1} acoplador 6 dB optimizado

Después de las simulaciones el *optimizer* se detiene en los valores de $L_{gap}=28.3243$ mm y de $W2=42.3432$ mm. El resultado obtenido en cuanto a la diferencia entre los parámetros $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$ es la que se observa en la figura 72. Se ha conseguido el resultado deseado, los -4.77 dB de diferencia entre $S_{3,1}$ y $S_{4,1}$.

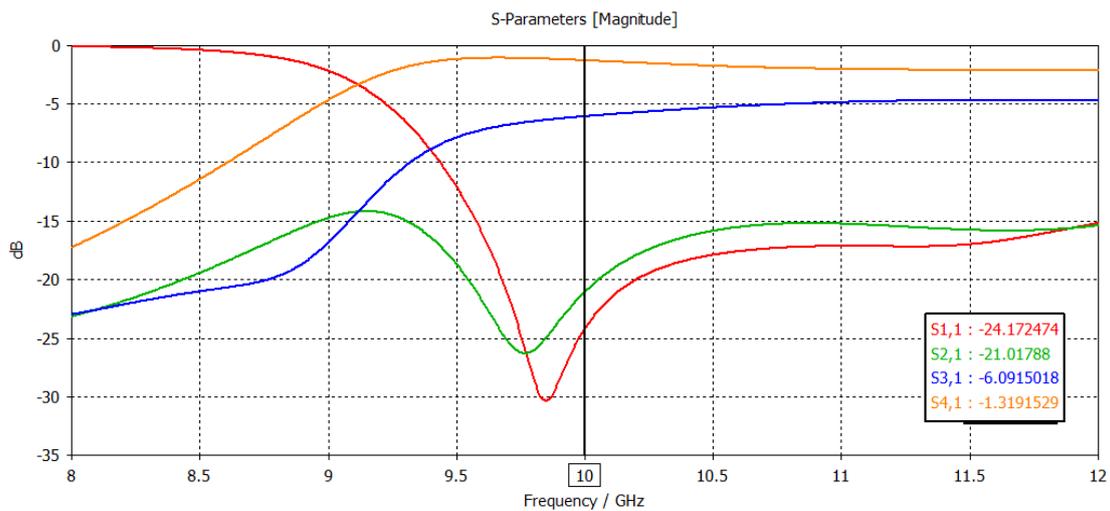


Figura 73: Resultado parámetros S acoplador 6 dB optimizado

En la figura 73 se muestran los parámetros S de la simulación. Como se puede observar se ha mejorado el resultado de la simulación anterior. Se tiene al parámetro $S_{3,1}$ en los -6 dB deseados y con una diferencia de -4.77 dB respecto a $S_{4,1}$, como ya se ha visto anteriormente. En cuanto a los parámetros $S_{1,1}$ y $S_{2,1}$ el mínimo de estos queda a la izquierda de la frecuencia central, pero sí que se consiguen valores inferiores a -20 dB para estos dos parámetros.

Capítulo 5. Conclusiones

5.1 Conclusiones

Las conclusiones de este trabajo destacan varios aspectos clave del diseño y desarrollo de acopladores direccionales y divisores de potencia utilizando guías rectangulares. Se ha logrado el objetivo general de este trabajo, ya que se ha conseguido un avance en la comprensión de los procedimientos de diseño óptimos para estos dispositivos, así como en la evaluación de su rendimiento mediante simulaciones detalladas.

Para seguir con las conclusiones se van a enumerar los objetivos específicos que se habían fijado al principio del trabajo para observar cómo se han implementado estos a lo largo del TFG.

1. **Desarrollo de procedimientos de Diseño:** Se han establecido procedimientos de diseño claros y específicos para diversas estructuras de acopladores direccionales y divisores de potencia. Estos procedimientos permiten diseñar dispositivos que cumplen con los requisitos de eficiencia, manejo de potencia y adaptabilidad en diversas aplicaciones de microondas.
2. **Exploración de Diferentes Estructuras:** La comparación entre diferentes estructuras ha permitido identificar las configuraciones que ofrecen un mejor rendimiento en función de criterios específicos.
3. **Optimización del Rendimiento:** A través de las simulaciones hechas a lo largo del trabajo, se ha podido ajustar y optimizar los dispositivos.
4. **Soluciones Prácticas:** Los resultados obtenidos en este trabajo no solo amplían el conocimiento teórico sobre el diseño de acopladores direccionales y divisores de potencia, sino que también ofrecen soluciones prácticas que pueden ser directamente aplicadas en la industria de telecomunicaciones y en otros campos relacionados con la tecnología de microondas.

En resumen, el trabajo ha logrado establecer un marco sólido para el diseño y desarrollo de acopladores direccionales y divisores de potencia en guías rectangulares, ofreciendo herramientas y conocimientos que pueden ser aprovechados tanto en la investigación como en la práctica industrial.

5.2 Líneas Futuras

Las líneas futuras de este trabajo se enfocan en la optimización de materiales y técnicas de fabricación para mejorar el rendimiento de los dispositivos, la miniaturización para aplicaciones compactas, y la integración con tecnologías avanzadas como 5G y sistemas MIMO. Además, se propone el uso de simulaciones más sofisticadas y experimentos físicos para validar los diseños, así como la exploración de nuevas estructuras y la estandarización de procedimientos para su aplicación en la industria de telecomunicaciones y microondas. Estas áreas de desarrollo buscan ampliar el impacto práctico y teórico del trabajo.

Capítulo 6. Bibliografía

- [1] Dassault Systemes, "CST Studio Suite: Getting Started", 2023.
- [2] Dassault Systems, "CST Studio Suite: High Frequency Simulation", 2023.
- [3] D. Pozar, "Microwave engineering", Addison-Wesley Publishing Company, 1990.
- [4] L. Y. a. E. M. T. J. G. L. Matthaei, "Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures", Artech House, 1980.
- [5] R. S. Elliott, "An introduction to guides waves and microwave circuits", New Jersey: Prentice-Hall International Editions, 1993.
- [6] P. A. Rizzi, "Microwave Engineering Passive Circuits", Prentice-Hall, 1988.
- [7] L. T. Hildebrand, «"Results for a Simple Compact Narrow-Wall",» *IEEE*, vol. 10, nº 6, JUNE 2000.

Capítulo 7. Anexo I. Relación del trabajo con los objetivos de desarrollo sostenible de la agenda 2030

Grado de relación del trabajo con los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS).

Objetivos de Desarrollo Sostenibles	Alto	Medio	Bajo	No Procede
ODS 1. Fin de la pobreza.				
ODS 2. Hambre cero.				
ODS 3. Salud y bienestar.				
ODS 4. Educación de calidad.				
ODS 5. Igualdad de género.				
ODS 6. Agua limpia y saneamiento.				
ODS 7. Energía asequible y no contaminante.				
ODS 8. Trabajo decente y crecimiento económico.				
ODS 9. Industria, innovación e infraestructuras.				
ODS 10. Reducción de las desigualdades.				
ODS 11. Ciudades y comunidades sostenibles.				
ODS 12. Producción y consumo responsables.				
ODS 13. Acción por el clima.				
ODS 14. Vida submarina.				
ODS 15. Vida de ecosistemas terrestres.				
ODS 16. Paz, justicia e instituciones sólidas.				
ODS 17. Alianzas para lograr objetivos.				

Descripción de la alineación del TFG/TFM con los ODS con un grado de relación más alto:

Relación con el ODS 9: Se centrar en el desarrollo de dispositivos clave para telecomunicaciones, como divisores de potencia y acopladores direccionales. Estos avances mejoran la eficiencia y la innovación en infraestructuras tecnológicas, esenciales para sistemas de comunicación modernos. Además, el trabajo fomenta la competitividad industrial y la sostenibilidad, contribuyendo al desarrollo de infraestructuras más robustas y sostenibles, alineadas con los objetivos del ODS 9.