

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**DISEÑO DE REDES DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVAS
EN GUIA DE ONDA CUADRADA PARA POLARIZACIÓN
DUAL**

**Francisco Criado López
Tutor: Pablo Sánchez Olivares
Ponente: José Luis Masa Campos**

JULIO 2016

DISEÑO DE REDES DE ALIMENTACIÓN CORPORATIVAS EN GUIA DE ONDA CUADRADA PARA POLARIZACIÓN DUAL

AUTOR: Francisco Criado López

TUTOR: Pablo Sánchez Olivares

**Grupo de Radiofrecuencia, Antenas, Circuitos y Sistemas Dpto. de Tecnologías
Electrónicas y de Comunicaciones Escuela Politécnica Superior Universidad
Autónoma de Madrid
Julio de 2016**



Resumen

Este TFG con título, “Diseño de redes de alimentación corporativas en guía de onda cuadrada para polarización dual” se va a dedicar al diseño de divisores de potencia en guía de onda cuadrada, lo que nos va a permitir gracias a su simetría la posibilidad de trabajar en un ancho de banda multimodo con dos modos ortogonales, lo que permite la transmisión de ambos.

Este TFG se va a diseñar varias estructuras, a las que someterá a una serie de pruebas en el proceso de diseño, como por ejemplo la aplicación de discontinuidades para variar las respuestas de los parámetros S de cada modo. De esta forma se verá cómo afectan estos cambios a cada modo. Todo esto se hará con el fin de lograr la adaptación para cada estructura diseñada.

Por lo tanto los pasos seguidos en este TFG son:

- En primer lugar se va a diseñar un primer divisor 1-2 en forma de T, este divisor debe de repartir de forma simétrica la potencia y la fase para ambos modos.
- En segundo lugar se va a diseñar una estructura que permita el giro de la onda 90° para incorporarla a la T diseñada. A esta estructura se le llamará codo.
- En tercer lugar se unirán los dos primeros diseños formando un divisor 1-2 que será construido para posteriormente ser medido y así poder contrastar los resultados.
- En cuarto lugar con el fin de diseñar una red 1-4 se procederá al diseño de un divisor 1-2 en forma de Y que será incorporado a la red 1-2 diseñada anteriormente.

Para todo este proceso se deberá tener en cuenta que la finalidad no es otra que alimentar antenas para formar un array, por lo que se deberán tener en cuenta las condiciones propias para que esta red con las antenas forme un array capaz de transmitir correctamente las señales.

Todo ello se llevará a cabo con el software de diseño CST y las medidas del divisor construido se harán con un analizador de redes de la escuela.

Palabras clave

Red de alimentación corporativa, guía de onda, estándar WR-51, doble polarización, modos TE_{10} y TE_{01} , divisor de potencia, unión en T, unión en Y, codo, parámetros de transmisión, parámetros de reflexión.

Abstract

This Bachelor Thesis with the title, "Design of corporate networks of power in waveguide dual-polarization square" is going to devote to the design of square waveguide power splitters, which will allow us to thanks to its symmetry the possibility of working in a multimode bandwidth with two orthogonal modes, allowing the transmission of both.

This Bachelor Thesis is going to design several structures, which undergo a series of tests in the design process, such as for example applying discontinuities to vary the responses of each mode parameters S. In this way will be how these changes will affect each mode. All this will be done in order to achieve the adaptation for each designed structure.

Therefore the steps followed in this Dissertation are:

- In the first place is to design a splitter 1-2 T-shaped, this splitter should be distributed symmetrically power and phase for both modes.
- Secondly, you will design a structure that allows the rotation of 90° wave to incorporate it into the designed T. Call this structure elbow.
- Thirdly, will join the first two designs forming a splitter 1-2 that will be built to subsequently be measured and thus be able to compare results.
- Fourth in order to design a network 1-4 will proceed to the design of a 1-2 splitter in the form of and that will be incorporated into the network 1-2 previously designed.

For this whole process should take into account that the purpose is not another that feed antennas to form an array, so it must be account the conditions so that this network with antenna array capable of correctly transmitting the signals.

All this will take place with the CST design software and built divider measurements will be made with a network of school.

Keywords

Corporate feeding network, waveguide, WR-51 standard, double polarization, modes TE_{10} and TE_{01} , Splitter of power, union in T, union in Y, elbow, transmissions parameters, reflection parameters.

Agradecimientos

En primer lugar, gracias a mis padres, por TODO. Han sido años muy duros y gracias a un esfuerzo mutuo hemos logrado llegar hasta aquí. De ellos he aprendido a valorar el SACRIFICIO de las cosas.

En segundo lugar y no menos importante a mi hermana, por saber aprender a vivir sin su hermano durante estos años que he estado en Madrid. De ella he aprendido a SUPERARME día a día.

En tercer lugar quiero dar las gracias a mi tío José Luis, por darme el mejor consejo para afrontar la carrera, cuando tuve mis primeros exámenes “A veces ir a por todo no es la solución déjate el álgebra para junio y sácate las demás...”. De él he aprendido a ORGANIZARME para saber cómo gestionar mi tiempo. Y gracias a mi tía Lola, por estar siempre detrás cuando lo necesitaba.

En cuarto lugar, quiero agradecer a mis abuelos Paco y Paqui, y a mi abuela Lina, que sé que están orgullosísimos de mí porque no paran de decírmelo, el esfuerzo que han hecho para que pueda estudiar en Madrid. Gracias, de ellos aprendo a VALORAR EL TIEMPO.

En quinto lugar gracias a Sofía por enseñarme el camino tantos años.

En sexto lugar quiero agradecer a todos mis amigos de Linares que han estado conmigo en los mejores y peores momentos de la carrera aun estando a muchos km.

Ahora quiero agradecer a la gente de Madrid, en primer lugar a mi amigo Jesús, de ti he aprendido muchas cosas, has sido una referencia para mí desde el día que te abrí la puerta, he ganado en ti un amigo para por lo menos 50 años mas o hasta que cierren los ikea...

Quiero agradecer también a Mayte, mi compañera de prácticas, mi amiga, gracias por estos años donde he aprendido de ti mucho, sobre todo de redes y programación. Espero que mis conocimientos de RF te ayudaran a ti también. Gracias a javitxu, por su ayuda desinteresada en primero de carrera con el álgebra dichosa... Gracias a David Olano, por aguantarme tanto. Hemos sacado muchas asignaturas juntos estudiando muuuuuchas horas... le llamabas “el método paco “ no ? Un placer haber estado contigo en clase. Gracias Dani Ocaña fuiste mi primer amigo en Madrid y me ayudaste a sentirme un madrileño más desde el primer día. Gracias por todo. Gracias Antonio Ortega, como diría Piqué “Contigo empezó todo “, gracias por facilitarme apuntes, exámenes y consejos. Me has ayudado muchísimo desde el primer día.

Gracias a Dani Gómez, yo sé que él piensa que quizás no me ha ayudado mucho pero realmente ha sido todo lo contrario. Gracias a mis compañeros por todos los momentos pasados en clase estos años y fuera de ella. Gracias a Sergio y a Isaac por nuestro último año juntos en clase “siuuuuuuuuuuuu” 🙌

Y por último gracias a mi tutor, por los miles de WhatsApp y correos durante este año, espero en unos años volver y seguir contigo a ser posible mi TFM. Te has portado de 10 como tutor...Y lo sabes. También gracias a José Luis, por todo lo que he aprendido con él estos años. Espero trabajar contigo más años en un futuro cercano. Gracias Jorge R. por la motivación que me dio trabajar contigo en ondas y MTX, es cierto que empecé un TFG contigo y lo dejé pero a veces en la vida hay decisiones por circunstancias que es mejor tomar, y me alegro mucho de haber pasado por ello porque de todo se aprende. Gracias a Daniel Tapias. Gracias a Chema por estar siempre ahí, dándome buenos consejos para afrontar los cursos.

Y gracias a tod@s aquellos que me dieron alguna oportunidad, espero no haberlos defraudado.P.

Paco Criado

INDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	9
1.1	Motivación.....	9
1.2	Objetivos.....	9
1.3	Organización de la memoria.....	10
2	Estado del arte	11
2.1	Introducción.....	11
2.1.1	Medios de transmisión.....	11
2.2	Teoría de guías de onda	11
2.2.1	Modos de propagación.	11
2.2.1.1	Clasificación de los modos de propagación.	12
2.2.2	Tipos de guía de onda.....	13
2.2.2.1	Guía de onda rectangular	13
2.2.2.2	Guía de onda cuadrada	14
2.2.2.3	Guía de onda circular.....	14
2.2.3	Guías estándar	15
2.2.3.1	Guía WR-51.....	15
2.3	Conceptos básicos de antenas.....	16
2.3.1	Concepto de antena.....	16
2.3.2	Parámetros básicos de una antena	16
2.3.3	Antenas de array	16
3	Diseño del divisor 1-2	19
3.1	Introducción.....	19
3.2	Consideraciones previas.	19
3.3	Diseño divisor en T	21
3.3.1	Septum triangular	23
3.3.2	Unión en rampa o unión distinta de 90°	25
3.3.3	Chaflanes laterales.....	27
3.3.4	Chaflán superior e inferior en la unión T	29
3.3.5	Diseño final	31
3.3.6	Diseño del codo	33
3.3.7	Divisor T + Codos	35
3.3.8	Análisis de modos superiores	36
3.3.9	Fabricación del divisor 1-2 en T con codos.....	37
	Transiciones de guía	37
4	Diseño del divisor 1 - 4	43
4.1	Introducción.....	43
4.2	Diseño divisor 1-2 en Y.....	43
4.3	Modificación del diseño 1-2 para adaptarlo a una red 1-4	45
4.4	Unión final en red 1-4.....	47
5	Conclusiones y trabajo futuro.....	51
5.1	Conclusiones.....	51
5.2	Trabajo futuro	52
	Referencias	53
	Anexos.....	II
A	Manual de instalación.....	II
B	Desarrollo de las ecuaciones de Helmholtz	II
C	Sistema de referencia de los diagramas de radiación.....	III
D	Planos de fabricación.....	V

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2-1: FRECUENCIAS DE CORTE CON ANCHOS DE BANDA PRINCIPALES.....	12
FIGURA 2-2: CARTA DE FRECUENCIAS DE CORTE.....	12
FIGURA 2-3: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	13
FIGURA 2-4: GUÍA DE ONDA CIRCULAR.....	14
FIGURA 2-5: GUÍA WR-51 ACABADA EN CARGA.....	15
FIGURA 2-6: ARRAY DE N ELEMENTOS EQUIESPACIADOS UNA DISTANCIA D.....	17
FIGURA 3-1: MODO TE_{01} DE LA GUÍA CUADRADA.....	19
FIGURA 3-2: MODO TE_{10} DE LA GUÍA CUADRADA.....	19
FIGURA 3-3: CARTA DE MODOS PARA LOS PRIMEROS 10 MODOS DE LA GUÍA.....	20
FIGURA 3-4: DIVISOR EN T CON LA NOMENCLATURA DE LOS PUERTOS DE CST	21
FIGURA 3-5: SIMULACIÓN GUÍAS EN T SIN DISCONTINUIDADES	22
FIGURA 3-6: PARÁMETROS S_{11} EN CARTA DE SMITH PARA AMBOS MODOS DE LA UNIÓN EN T SIN DISCONTINUIDADES.	22
FIGURA 3-7: PARÁMETROS S_{11} EN dB PARA AMBOS MODOS DE LA UNIÓN EN T SIN DISCONTINUIDADES.	22
FIGURA 3-8: DISEÑO FINAL DEL SEPTUM TRIANGULAR	23
FIGURA 3-9: PROGRESIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11} TE_{01}$ EN FUNCIÓN DEL ANCHO DEL SEPTUM CON UN LARGO FIJO.	23
FIGURA 3-10: PROGRESIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11} TE_{10}$ EN FUNCIÓN DEL ANCHO DEL SEPTUM CON UN LARGO FIJO.	23
FIGURA 3-11: RESULTADOS IDEALES PARA CADA MODO CAUSADOS POR EL SEPTUM TRIANGULAR.	24
FIGURA 3-12: RESULTADOS ÓPTIMOS PARA CADA MODO CAUSADOS POR EL SEPTUM TRIANGULAR.	24
FIGURA 3-13: DISEÑO DE LA TRANSICIÓN EN RAMPA.	25
FIGURA 3-14: PROGRESIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11} TE_{10}$ EN FUNCIÓN DEL ANCHO.	25
FIGURA 3-15: PROGRESIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11} TE_{01}$ EN FUNCIÓN DEL ANCHO.	25
FIGURA 3-16: VALOR OPTIMO DEL PARÁMETRO $S_{11} TE_{10}$	26

FIGURA 3-17: VALOR OPTIMO DEL PARÁMETRO $S_{11}TE_{01}$	26
FIGURA 3-18: VALOR DEL $S_{21}(TE_{01}) \approx S_{31}(TE_{01})$	26
FIGURA 3-19: VALOR DEL $S_{21}(TE_{10}) \approx S_{31}(TE_{10})$	26
FIGURA 3-20: DISEÑO DE LOS CHAFLANES LATERALES	27
FIGURA 3-21: RESULTADOS DEL $S_{11}TE_{10}$ AL VARIAR LA PROFUNDIDAD DEL BOCADO LATERAL	28
FIGURA 3-22: RESULTADOS DEL $S_{11}TE_{10}$ AL VARIAR LA LONGITUD DEL BOCADO LATERAL.....	28
FIGURA 3-23: RESULTADOS DEL $S_{11}TE_{10}$ AL DESPLAZAR EL BOCADO LATERAL	28
FIGURA 3-24: DISEÑO DE LOS CHAFLANES EN LA TRANSICIÓN.....	29
FIGURA 3-25: VARIACIÓN DEL PARÁMETRO S PARA CADA MODO VARIANDO A_{CHAF}	29
FIGURA 3-26: VARIACIÓN DEL PARÁMETRO S PARA CADA MODO VARIANDO P_{CHAF}	30
FIGURA 3-27: VARIACIÓN DEL PARÁMETRO S PARA CADA MODO VARIANDO L_{INF}	30
FIGURA 3-28: VARIACIÓN DEL PARÁMETRO S PARA CADA MODO VARIANDO L_{SUP}	30
FIGURA 3-29: SOLAPAMIENTO DE LOS CHAFLANES AL AUMENTAR LA ANCHURA.....	31
FIGURA 3-30: DISCONTINUIDADES.....	31
FIGURA 3-31: RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL DISEÑO FINAL DEL DIVISOR EN T	32
FIGURA 3-32: PARÁMETROS S_{11} PARA CADA MODO DEL DIVISOR EN T.....	32
FIGURA 3-33: PARÁMETROS S_{21} Y S_{31} PARA EL MODO TE_{10} DEL DIVISOR EN T	32
FIGURA 3-34: PARÁMETROS S_{21} Y S_{31} PARA EL MODO TE_{01} DEL DIVISOR EN T	32
FIGURA 3-35: DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{01}	33
FIGURA 3-36: DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{10}	33
FIGURA 3-37: DISEÑO DEL CODO EN CST	33
FIGURA 3-38: VARIACIÓN DE LA DISCONTINUIDAD INTERIOR DEL CODO	34
FIGURA 3-39: VARIACIÓN DE LA DISCONTINUIDAD EXTERIOR DEL CODO	34
FIGURA 3-40: RESULTADOS FINALES DEL DISEÑO DEL CODO (DERECHA) Y SIMULACIÓN OBTENIDA DEL ANÁLISIS DEL CODO DISEÑADO EN CST (IZQUIERDA)	35
FIGURA 3-41: DISEÑO DEL DIVISOR EN T CON CODOS EN CST	35
FIGURA 3-42: PARÁMETRO S_{11} PARA CADA MODO DEL DIVISOR EN T CON CODOS.....	35

FIGURA 3-43: PARÁMETRO S_{21} Y S_{31} PARA EL MODO TE_{01} DEL DIVISOR EN T CON CODOS	36
FIGURA 3-44: DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{10}	36
FIGURA 3-45: DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{01}	36
FIGURA 3-46: PARÁMETRO S_{21} Y S_{31} PARA EL MODO TE_{10} DEL DIVISOR EN T CON CODOS	36
FIGURA 3-47: ANÁLISIS DE MODOS SUPERIORES.....	36
FIGURA 3-48: DISEÑO DEL DIVISOR 1-2 EN DOS PIEZAS SIMÉTRICAS EN CST	37
FIGURA 3-49: SEGUNDA TRANSICIÓN (INTERIOR).....	37
FIGURA 3-50: PRIMERA TRANSICIÓN (EXTERIOR).....	37
FIGURA 3-51: GUÍA WR-51.....	37
FIGURA 3-52: SIMULACIÓN DEL TRANSFORMADOR ALIMENTADO CON EL MODO TE_{01}	38
FIGURA 3-53: SIMULACIÓN DEL TRANSFORMADOR ALIMENTADO CON EL MODO TE_{10}	38
FIGURA 3-54: ENTRADA DEL DIVISOR 1-2.....	38
FIGURA 3-55: SALIDAS DEL DIVISOR 1-2.....	38
FIGURA 3-56: SALIDAS DEL DIVISOR 1-2 CON TRANSFORMADORES	38
FIGURA 3-57: ENTRADA DEL DIVISOR 1-2 CON TRANSFORMADORES	38
FIGURA 3-58: POSICIÓN DE LOS TORNILLOS EN EL DIVISOR.....	39
FIGURA 3-59: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO $S_{11_TE_{01}}$ MEDIDO Y SIMULADO.....	40
FIGURA 3-60: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO $S_{11_TE_{10}}$ MEDIDO Y SIMULADO.....	40
FIGURA 3-61: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{21} MEDIDO Y SIMULADO PARA EL MODO TE_{01}	40
FIGURA 3-62: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{31} MEDIDO Y SIMULADO PARA EL MODO TE_{01}	40
FIGURA 3-63: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{21} MEDIDO Y SIMULADO PARA EL MODO TE_{10}	40
FIGURA 3-64: COMPARATIVA DEL PARÁMETRO S_{31} MEDIDO Y SIMULADO PARA EL MODO TE_{10}	40
FIGURA 3-65: COMPARATIVA DE LA DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{01}	41
FIGURA 3-66: COMPARATIVA DE LA DIFERENCIA DE FASES ENTRE PUERTAS DE SALIDA PARA EL MODO TE_{10}	41
FIGURA 4-1: DIVISOR EN Y EN EL SOFTWARE CST	43

FIGURA 4-2: DISCONTINUIDADES DIVISOR EN Y	44
FIGURA 4-3: PARÁMETROS DE TRANSMISIÓN DE CADA MODO PARA EL DIVISOR EN Y	44
FIGURA 4-4: PARÁMETROS S_{11} DE CADA MODO PARA EL DIVISOR EN Y	44
FIGURA 4-5: DIVISOR 1-4 CON DISTANCIA ENTRE PUERTOS DIFERENTE	45
FIGURA 4-6: DIVISOR 1-2 EN T MODIFICADO.	45
FIGURA 4-7: PARÁMETROS S PARA CADA MODO DEL DIVISOR MODIFICADO.....	46
FIGURA 4-8: COMPARATIVA DE LAS ESTRUCTURAS DE LOS DIVISORES DISEÑADOS EN CST	46
FIGURA 4-9: DISEÑO DE DIVISOR 1-4 EN CST.	47
FIGURA 4-10: PARÁMETROS S_{11} PARA AMBOS MODOS VARIANDO DEL PARÁMETRO $L_{GUÍA}$	47
FIGURA 4-11: PARÁMETROS S_{11} PARA AMBOS MODOS DEL DIVISOR 1-4	48

INDICE DE TABLAS

TABLA 2-1: RAÍCES DE LAS FUNCIONES DE BESSEL (pm, n) 14

TABLA 2-2: PRIMERA DERIVADA DE LAS FUNCIONES DE BESSEL (pm, n')..... 14

TABLA 2-3: GUÍAS ESTÁNDAR..... 15

TABLA 3-1: RESUMEN DE LOS VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LAS DISCONTINUIDADES..... 31

TABLA 4-1: VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LAS DISCONTINUIDADES EN EL DIVISOR EN Y 44

1 Introducción

A lo largo del presente documento se lleva a cabo una descripción detallada del TFG con título, “Diseño de redes de alimentación corporativas en guía de onda cuadrada para polarización dual”. Este proyecto será llevado a cabo en la escuela politécnica superior de la Universidad Autónoma de Madrid.

Este proyecto es un trabajo de investigación realizado por Francisco Criado López, por lo tanto las conclusiones finales son fruto de los resultados obtenidos.

1.1 Motivación

Actualmente una línea de investigación del grupo RFCAs tiene un proyecto en marcha que se encarga del diseño de arrays lineales de 24 antenas de ranura con doble polarización. Por lo tanto es interesante desarrollar una red capaz de alimentar estas antenas, con el fin de confeccionar un array 2D de alta ganancia y doble polarización.

Para ello se pretende diseñar una red corporativa en guía de onda cuadrada, lo cual va a permitir que se transmitan dos señales ortogonales, para poder alimentar cada antena con cada uno de los dos modos TE_{10} y TE_{01} .

En un Proyecto anterior de Alfonso Tomas Muriel Barrado se desarrolló una red similar a la que se va a desarrollar en este TFG, pero para guía rectangular, lo que le permitió transportar una única señal.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de esta memoria es diseñar divisores en guía de onda cuadrada, por consiguiente habrá dos modos transmitiéndose. Por lo tanto habrá que adaptar la red para que ambos modos transmitan a la vez. Esto supondrá una dificultad extra.

Por lo tanto se fijaran unos objetivos a corto plazo que se irán desarrollando a lo largo de la presente memoria:

1. Diseño de un divisor 1-2 en T, adaptado para los dos modos de propagación.
2. Diseño de un codo que realiza correctamente su labor para cada modo.
3. Unión del divisor 1-2 y los codos, verificando que no se desadapta.
4. Preparación de planos y archivos en CST para construir el divisor
5. Diseño de transformadores de guía cuadrada a guía estándar WR51
6. Medida del prototipo construido y comparación de resultados con la simulación.
7. Diseño de divisor 1-2 en Y, adaptado para los dos modos de propagación.
8. Incorporación de estos divisores a la red anterior para formar divisor 1-4.

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción.**

Se explica brevemente cual es la motivación para realizar este proyecto y cuáles eran los objetivos marcados para conseguirlo.

- **Capítulo 2: Estado del arte.**

En esta sección se introduce teoría sobre los medios de transmisión, y sobre los arrays de antenas. Se entiende que la finalidad del proyecto no es explicar teoría, por lo que esta sección es breve, ya que si el lector desea más información teórica puede encontrarla en alguna de las referencias mostradas al final [1] [2] [4]

- **Capítulo 3: Diseño del divisor 1-2.**

Esta sección ocupa la mayor parte de este documento, ya que en ella se explica cómo se diseña un divisor 1-2 en forma de T en guía cuadrada, un codo en guía cuadrada y su posterior construcción con su contrastación de resultados medidos y simulados.

- **Capítulo 4: Diseño del divisor 1-4.**

En esta sección se diseña un nuevo divisor 1-2 en forma de Y en guía cuadrada con su posterior unión al divisor en T para formar un divisor 1-4.

- **Capítulo 5: Conclusiones y trabajo futuro.**

En esta sección se explica el trabajo realizado desde el punto de vista del autor, con sus posteriores conclusiones. Además se sugieren algunas ideas para continuar este proyecto junto con el grupo RFCAS.

- **Anexos.**

En esta sección se incluyen algunos anexos para explicar algunos conceptos teóricos en detalle. Además se incluyen los planos de fabricación y una breve referencia al programa usado para desarrollar este proyecto.

2 Estado del arte

2.1 Introducción

Esta sección se va a centrar en explicar brevemente los fundamentos de los medios de transmisión, centrándonos en la teoría de guías de onda, ya que esta es necesaria para el desarrollo y comprensión de este proyecto. Por último se hablará de los elementos radiantes para comprender como se comportaría el array de antenas que se conectaría a la red.

2.1.1 Medios de transmisión

Los medios de transmisión pueden dividirse en dos grandes grupos:

- Medios inalámbricos o Wireless.
- Medios guiados por soporte físico.

Este trabajo se centra exclusivamente en los medios guiados, por lo que no se va a hablar sobre medios inalámbricos.

Los medios guiados se pueden clasificar por cuatro criterios:

- a) Desde el punto de vista electromagnético.
- b) En función del número de materiales dieléctricos entre conductores.
- c) En función del número de conductores.
- d) Según la banda de frecuencias en los que son más comunes.

En este proyecto se va a trabajar con una guía de onda cerrada, cuadrada y con dieléctrico aire.

2.2 Teoría de guías de onda

Una guía de onda no deja de ser un sistema físico por el cual viajan las ondas electromagnéticas, nuestra tecnología se va a mover en el rango de frecuencias de las microondas, por lo que las guías son idóneas para estas frecuencias ya que si usáramos líneas bifilares o cable coaxial habría muchas pérdidas por disipación de energía.

Las ondas electromagnéticas viajan a través de las guías por medio de diversas configuraciones a las que llamamos modos de propagación.

2.2.1 Modos de propagación.

Partiendo de las ecuaciones de maxwell y asumiendo que el medio se encuentra libre de fuentes y que el medio se caracteriza por ϵ (constante dieléctrica absoluta, $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, donde ϵ_0 es la constante dieléctrica en el vacío y ϵ_r es la constante dieléctrica relativa del medio) y μ (permeabilidad magnética absoluta, $\mu = \mu_0 \mu_r$, donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío y μ_r es la permeabilidad magnética relativa del medio)

Con $\gamma_0 = -\omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}$ donde ω es la frecuencia angular de la señal.

Llegamos a lo que conocemos como ecuación de ondas o de Helmholtz. (Para ver el desarrollo, irse a anexo C)

$$\Delta \vec{E} + \gamma_0^2 \vec{E} = 0 \quad (2.1)$$

$$\Delta \vec{H} + \gamma_0^2 \vec{H} = 0 \quad (2.2)$$

Estas ecuaciones de ondas (2.1) y (2.2) dan lugar a un infinito número de soluciones para los campos $\vec{E}$ y $\vec{H}$ a las que denominamos modos de propagación.

2.2.1.1 Clasificación de los modos de propagación.

Los modos de propagación se clasifican según que componentes de campo se anulan. En una guía que se propaga según el eje z las componentes de campo que tienen las ondas son:

Las componentes transversales, que son aquellas que son ortogonales a la dirección de propagación (por ejemplo, E_x, E_y, H_x y H_y en una guía de onda cuadrada).

La componente longitudinal, que es aquella paralela a la dirección de propagación (E_z y H_z en el ejemplo anterior).

- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** No contienen componente longitudinal de ninguno de los campos ($E_z = H_z = 0$). Este modo se da para medios de transmisión con dos o más conductores.
- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** Estos modos no contienen la componente longitudinal eléctrica. ($E_z = 0, H_z \neq 0$)
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** Estos modos no contienen la componente longitudinal magnética. ($E_z \neq 0, H_z = 0$)
- **Modos Híbridos:** En estos modos no se anulan las componentes longitudinales ($E_z \neq 0, H_z \neq 0$) Esto se genera cuando el medio, presentan diferentes dieléctricos, que hacen que no satisfagan las condiciones de contorno de la ecuación de ondas.

En este proyecto nos vamos a centrar en los modos TE y TM ya que la guía de onda solo tiene un conductor y un único dieléctrico (aire).

Si resolviéramos la ecuación de ondas, tendríamos que en la guía se presentan todos los modos. Pero que en función de las dimensiones de la guía, unos modos estarán atenuados y solo alguno o algunos se transmitirán. Para ello se define el concepto de frecuencia de corte. Si transmitimos a una frecuencia $f_0 < f_c$, se dice que el modo de propagación tiene una constante de atenuación tal que no se propaga y se denomina modo evanescente.

Por lo tanto el modo menor a la frecuencia de corte será el modo fundamental de la guía, y el modo superior a la frecuencia de corte, delimitará el ancho de banda monomodo (BW_{monomodo}).

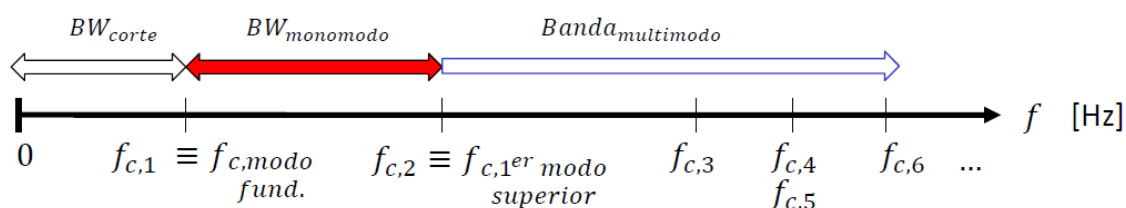


Figura 2-1: Frecuencias de corte con anchos de banda principales.

Dependiendo del rango de frecuencias y de la estructura de la guía, esta trabajará con un solo modo o con varios modos.

En este trabajo, debido a la geometría de la guía, tenemos dos modos fundamentales degenerados, por lo que trabajamos en un ancho de banda multimodo.

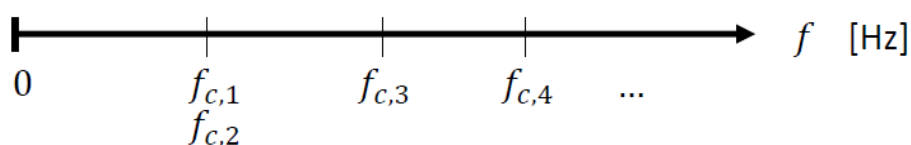


Figura 2-2: Carta de frecuencias de corte.

2.2.2 Tipos de guía de onda.

El corte transversal de las guías de onda puede ser de cualquier tipo, esta sección se va a centrar en explicar las guías de onda con un solo conductor exterior y un único dieléctrico de aire. Más concretamente las guías de onda rectangular, cuadradas y circulares.

2.2.2.1 Guía de onda rectangular

Este tipo de guías tienen un corte transversal en forma rectangular. Al lado mayor se le denomina a, y al menor b.

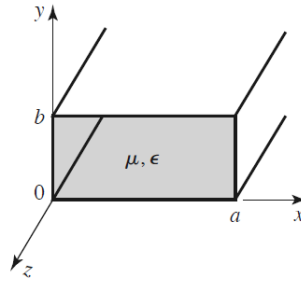


Figura 2-3: Guía de onda rectangular.

Este tipo de guías se caracterizan por qué $a > b$ por lo tanto la frecuencia de corte quedaría caracterizada con la siguiente expresión (3):

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (3)$$

Donde:

- a y b son las dimensiones de la guía.
- m y n son los subíndices de los modos $TE_{m,n}$: $m,n \geq 0$; $TM_{m,n}$: $m,n \geq 1$
- c es la velocidad de la luz en el medio dieléctrico de la guía. $c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$; $c_0 \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

El modo fundamental sería el TE_{10} ($m=1, n=0$)

La longitud de onda en el interior de la guía depende de la frecuencia de corte, y se calcula con la siguiente formula (4):

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{m,n}}}{f_0}\right)^2}} \quad (4)$$

Donde $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$; $\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0}$

2.2.2.2 Guía de onda cuadrada

Este tipo de guías tienen un corte transversal en forma cuadrada. Por lo tanto $a = b$. Las guía de onda cuadradas, son particularidades de guías de onda rectangulares, por lo que siguen cumpliendo sus ecuaciones ya que las condiciones de contorno son las mismas. La diferencia a la hora de calcular la frecuencia de corte es que al ser $a = b$ queda definida de la siguiente forma (5):

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \sqrt{m^2 + n^2} \quad (5)$$

El modo fundamental sería el TE_{10} ($m=1, n=0$), pero al ser $a = b$ el TE_{01} ($m=0, n=1$) también sería modo fundamental. Por lo tanto tenemos dos modos fundamentales degenerados. Esta es la base del proyecto, debido a la existencia de dos modos, se va a poder transmitir dos señales. En capítulos posteriores se explicará con más detalle.

2.2.2.3 Guía de onda circular

Este tipo de guías tienen un corte transversal en forma circular de radio r

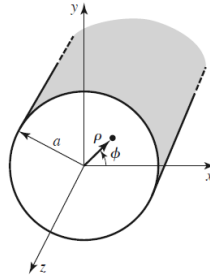


Figura 2-4: Guía de onda circular

En este tipo de guías, las frecuencias de corte de los modos que se propagan dependen de las raíces de las funciones de Bessel ($p_{m,n}$) y de las raíces de la primera derivada de las funciones de Bessel ($p_{m,n}'$), ambas de primera especie.

$$\text{Modo } TM_{m,n} \rightarrow f_{c_{m,n}} \approx \frac{p_{m,n}}{2\pi r \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (6)$$

$$\text{Modo } TE_{m,n} \rightarrow f_{c_{m,n}} \approx \frac{p_{m,n}'}{2\pi r \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (7)$$

Las $p_{m,n}$ para calcular las $f_{c_{m,n}}$ de los TM vienen dadas en la siguiente tabla matemática

m	$p_{m,1}$	$p_{m,2}$	$p_{m,3}$
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Tabla 2-1: Raíces de las funciones de Bessel ($p_{m,n}$)

Las $p_{m,n}'$ para calcular las $f_{c_{m,n}}$ de los TE vienen dadas en la siguiente tabla matemática

m	$p_{m,1}'$	$p_{m,2}'$	$p_{m,3}'$
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Tabla 2-2: Primera derivada de las funciones de Bessel ($p_{m,n}'$)

2.2.3 Guías estándar

Con el fin de clasificar las guías según su tamaño y frecuencia se han estandarizado según esos criterios. A continuación se muestra una tabla resumen con algunas de ellas:

BANDA	FRECUENCIAS (GHz)	DIMENSIONES(cm)	DENOMINACIÓN ESTÁNDAR
L	1.0-1.7	16.51 x 8.255	WR-650
S	1.7-2.6	10.922 x 5.461	WR-430
S	2.2-3.3	8.636 x 4.318	WR-340
S	2.6-3.95	7.2136 x 3.4036	WR-284
C	3.3-4.9	5.8166 x 2.9083	WR-229
C	3.95-5.85	4.7548 x 2.2148	WR-187
C	4.9-7.05	4.0386 x 2.0193	WR-159
C	5.85-8.20	3.4848 x 1.5798	WR-137
X	7.05-10	2.8698 x 1.2623	WR-112
X	8.2-12.4	2.286 x 1.016	WR-90
Ku	10-15	1.905 x 0.9525	WR-75
Ku	12.4-18	1.5798 x 0.78994	WR-62
K	15-22	1.2954 x 0.6477	WR-51
Ka	18-26	1.0668 x 0.4318	WR-42
Ka	22-33	0.8636 x 0.4318	WR-34
Ka	26.5-40	0.7112 x 0.3556	WR-28
Q	33-50	0.56896 x 0.28448	WR-22
Q	40-60	0.4775 x 0.23876	WR-19

Tabla 2-3: Guías estándar

2.2.3.1 Guía WR-51

Para este proyecto se usará este tipo de guía concreto en el proceso de medición por lo que será necesario diseñar una transición de guía, de guía cuadrada a guía WR-51. Esta guía vendrá en el kit de calibración del analizador de redes.

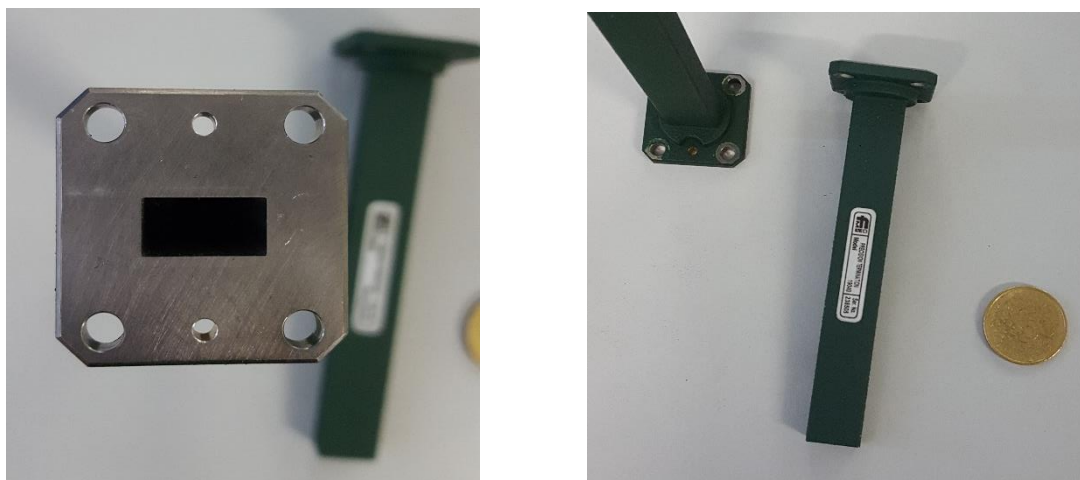


Figura 2-5: Guía WR-51 acabada en carga.

2.3 Conceptos básicos de antenas

2.3.1 Concepto de antena

Según el IEEE (Institute of Electric and Electronic Engineers) se define antena como todo dispositivo (típicamente metálico) capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor. Las antenas se clasifican atendiendo a la relación directa entre su longitud física y la longitud de onda de las señales que transmiten y/o reciben.

Siendo d la distancia y $\lambda = \frac{2\pi}{f}$ la longitud de onda que depende de la frecuencia.

- Antenas elementales cumplen que $d \ll \lambda$
- Antenas resonantes cumplen que $d \simeq \frac{\lambda}{2}$
- Antenas directivas cumplen que $d \gg \lambda$

Las antenas para que realicen una buena transmisión y recepción deben de tener unas características idóneas para cada necesidad, además deben estar bien adaptadas a la línea de transmisión. Ahora se va a explicar los parámetros básicos de una antena.

2.3.2 Parámetros básicos de una antena

Son aquellos parámetros que pueden ser medidos y definidos de acuerdo con el standard del IEEE 145-1973

Desde un punto de vista de sistema, permite tratar la antena como una caja negra:

Parámetros circuitales: impedancia, coeficiente de reflexión, coeficiente de adaptación, eficiencia, ancho de banda.

Parámetros direccionales (varían con el ángulo de observación): directividad, ganancia, diagrama de radiación y polarización.

La mayoría de estos parámetros se definen en transmisión aunque también son válidos en recepción.

2.3.3 Antenas de array

Una antena de array se define como un conjunto de antenas idénticas alimentadas desde un terminal común mediante redes lineales, y cuya distribución en el espacio es tal que se comportan como una única antena con un diagrama de radiación característico.

Una característica importante a destacar de las antenas en array es que su diagrama de radiación es modificable mediante el control de la magnitud y la fase de la señal que alimenta a cada uno de los elementos de la agrupación, además de lograr aumentar la ganancia frente a las antenas individuales.

Según su estructura geométrica pueden clasificarse en agrupaciones lineales, agrupaciones planas (rectangulares o circulares), conformadas, en 3D, etcétera.

Según el tipo de red que suministra la señal a la antena de array, las podemos clasificar también en agrupaciones pasivas (con un haz o multihaz), activas o adaptativas.

Los arrays lineales son aquellos en los que los elementos se disponen en línea recta, y pueden estar equiespaciados, es decir separados por una distancia fija o no equiespaciados, ya que tendrán posiciones aleatorias dentro de una disposición lineal.

Por otro lado también están los arrays 3D, estos se caracterizan por disponer los elementos en caras de un poliedro.

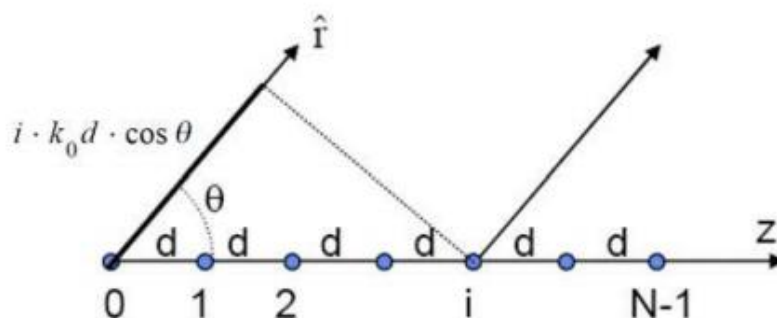


Figura 2-6: Array de N elementos equiespaciados una distancia d

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \cdot e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos(\theta) + \alpha_n)}$$

Figura 2-7: Formula del factor de array con dependencia de una distancia d

Para que se produzca una correcta radiación, los elementos deben estar separados por una $d < \frac{\lambda_0}{2}$, ya que si la distancia es menor se produce un replicamiento del lóbulo principal, lo que produce el conocido fenómeno como grating lobes. Por lo tanto a la hora de desarrollar el proyecto habrá que tener en cuenta que al hacer la red 1-4 la distancia entre puertos debe ser igual entre si y sin grating lobes.

En este caso el proyecto se centra en desarrollar una red que alimentará a un array de antenas. En esta antena, al alimentar con ambos modos TE₁₀ y TE₀₁, las ranuras en cruz permiten radiar con doble polarización lineal (horizontal y vertical), simultáneamente. Como los modos TE₁₀ y TE₀₁ son ortogonales, dichas polarizaciones no se interfieren. Esta antena, es un array lineal, es decir, 1D. La idea principal es que esta red pueda alimentar a varios de estos arrays lineales, de tal manera que se conformaría un array plano o 2D. Esta array radiante con ranuras en cruz para doble polarización se va a diseñar en otro proyecto del grupo RFCAS que se está desarrollando en paralelo, y en este TFG sólo se va a diseñar la red de alimentación.

3 Diseño del divisor 1-2

3.1 Introducción

Una vez se han explicado los conceptos básicos de medios y antenas, se va a contar detalladamente todo el proceso de investigación que se ha seguido para el diseño de la red de alimentación para un tipo de guía concreto que es la guía cuadrada.

El objetivo de este proyecto es el de diseñar un divisor de potencia con guía cuadrada, la cual nos permitirá alimentar antenas de doble polarización, debido a las características propias de la guía cuadrada que se vieron en la sección 2.2.2.2, ya que esta permite transportar dos modos ortogonales en transmisión por lo que se pueden montar dos señales sin que se interfieran en vez de una.

El proceso para lograrlo va a constar de varias etapas:

- En primer lugar, se partirá de una guía cuadrada y se trazará el primer divisor en T, viendo los resultados poco favorables. Por lo que se aplicarán una serie de discontinuidades para lograr adaptar ese divisor.
- En segundo lugar se diseñará un codo para unirlo con la siguiente transición.
- En tercer lugar se diseñará un divisor en Y. Esto se explicará en el capítulo 4.

Durante todo este proceso se han realizado muchas simulaciones y se han obtenido numerosas gráficas, así que con el fin de reducir el número de páginas, se usarán tan solo las gráficas en las que se muestre la información necesaria para comprender cada apartado.

3.2 Consideraciones previas.

En este apartado se va a hablar de las especificaciones de la guía que se va a usar para el diseño de la red, y de las consideraciones que se deben tomar para su diseño.

Especificaciones:

$$f_{\text{diseño}} = f_0 = 17\text{GHz}$$

$$BW(\%) = \frac{2\text{GHz}}{f_0} \times 100 = \frac{2[\text{GHz}]}{17[\text{GHz}]} \times 100 = 11.76\%$$

$$\epsilon_r = 1 \text{ (aire)}$$

$$a = b = 10.6\text{ mm}$$

$$f_{c_{TE10}} = f_{c_{TE01}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \sqrt{m^2 + n^2} \\ = 14.15\text{GHz}$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f_0} = 17.6\text{ mm}$$

$$\lambda_{g_{10}} = \lambda_{g_{01}} = \frac{\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} = 31.75\text{ mm}$$

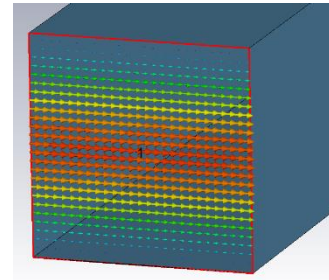


Figura 3-1: Modo TE₀₁ de la guía cuadrada

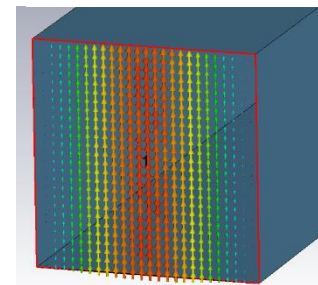


Figura 3-2: Modo TE₁₀ de la guía cuadrada

El modo fundamental sería el TE_{10} ($m=1, n=0$), pero al ser $a = b$ el TE_{01} ($m=0, n=1$) también sería modo fundamental. Por lo tanto tenemos dos modos fundamentales degenerados.

La banda de trabajo es la comprendida entre 16 GHz y 18 GHz. En este intervalo, aunque hay dos modos fundamentales, se va a trabajar en una banda monomodo, ya que ambos modos son ortogonales. En la figura 3-3 se muestra la carta de modos para los primeros 10 modos de la guía.

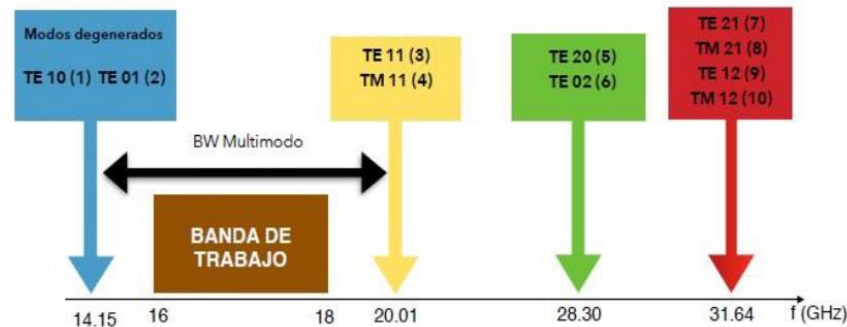


Figura 3-3: Carta de modos para los primeros 10 modos de la guía.

Durante toda la memoria se van a mostrar graficas sacadas con el software de diseño CST. En estas gráficas, se muestran **los parámetros S** de la siguiente forma:

$$S_{n_{puertoSalida}(N_{ModoSalida}), n_{puertoEntrada}(N_{ModoEntrada})}$$

Donde:

- El **modo 1** va a ser el **modo TE_{10}**
- El **modo 2** va a ser el **modo TE_{01}**

Por ejemplo: $S_{1(2), 3(1)}$ => Esto quiere decir: Relación entre la onda de potencia del modo 1 (TE_{10}) entrante por el puerto 3 y la onda de potencia del modo 2 (TE_{01}) saliente por el puerto 1.

Un parámetro S es una relación de ondas de potencia y no tiene unidades (se mide en dB). Esto se debe tener en cuenta para una correcta interpretación de los resultados ya que se va a hablar constantemente de los parámetros S para un modo u otro.

Por otro lado, los demás modos van a estar en la guía, pero están tan atenuados que son despreciables en la banda de trabajo. En este caso en concreto gracias a que ambos modos están ortogonales se produce una correcta transmisión para ambos modos, ya que si ambos estuvieran en fase no se podrían usar para transmitir nada.

3.3 Diseño divisor en T

En primer lugar se procede al diseño de un divisor en guía cuadrada, que reparta de forma equitativa en amplitud y fase la potencia de entrada de ambos modos degenerados TE_{10} y TE_{01} para cada una de las salidas. Se entiende que manteniendo la simetría física de la estructura respecto al eje transversal, se conseguirá un reparto equitativo en amplitud y fase. En principio no nos va a importar la diferencia de fase entre modos ya que ambos son ortogonales y no deberían interferirse.

Por lo que nos vamos a centrar en 3 parámetros fundamentales:

- **Parámetros S de reflexión:** Son aquellos que van a mostrar la cantidad de onda que se refleja y que se pierde, debido a una mala adaptación de la red. En este caso, se busca que el modulo esté por debajo de -20 dB en la mayor parte del ancho de banda. Más adelante se podrá ver que es muy difícil obtener tanto ancho de banda, por lo que tendremos que limitarnos a lo máximo que se consigue.

$$S_{22}(2), S_{22}(2)$$

- **Parámetros S de transmisión:** Son aquellos que van a mostrar la cantidad de potencia que llega a cada puerto para cada modo. En este caso si tenemos un divisor 1-4 lo que se busca que es llegue a cada salida un 25% de la señal de alimentación. Por lo que se medirá en dB como $10 \log(0.25) \approx -6$

Por lo tanto a cada salida deben de llegarles -6dB de potencia.

$$S_{31}(1), S_{31}(1)$$

- **Parámetros S de modos cruzados:** Son los acoplos mutuos entre modos. La idea es que estos parámetros estén lo más atenuados posibles, en torno a -40 dB o -50 dB. Ya que lo que busca esta red es que si transmito una señal en el modo 1, no se acople al modo 2.

$$S_{21}(1), S_{21}(2)$$

En primer lugar se diseña un divisor en T con 3 guías con longitud inicial $\lambda_g = 31.75 \text{ mm}$, donde 1, 2 y 3 son los puertos correspondientes a la nomenclatura del CST, esto se puede ver en la figura 3-4.

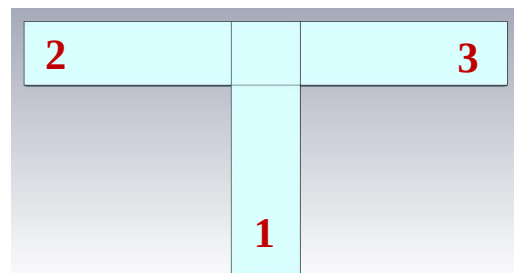
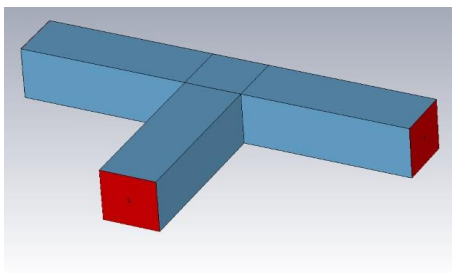


Figura 3-4: Divisor en T con la nomenclatura de los puertos de CST

Tras la simulación de este divisor en T se puede observar lo siguiente:

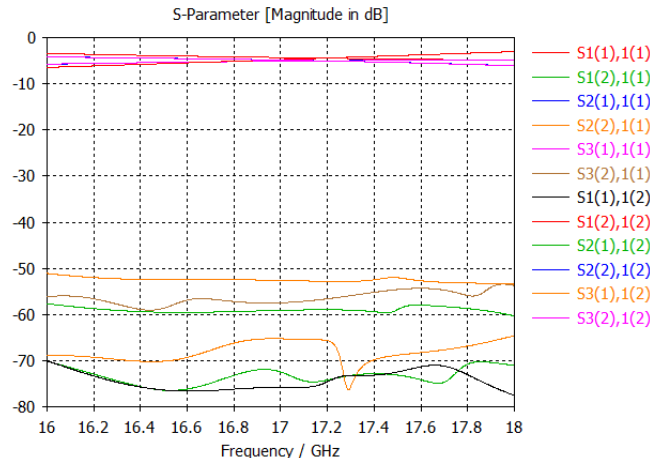


Figura 3-5: Simulación guías en T sin discontinuidades

En la figura 3-5 puede ver que los modos cruzados se encuentran atenuados, por debajo de -50 dB, sin embargo los niveles de reflexión no son buenos tal y como se puede ver en las figuras 3-6 y 3-7, por lo tanto la transmisión hacia los puertos de salida es muy pobre.

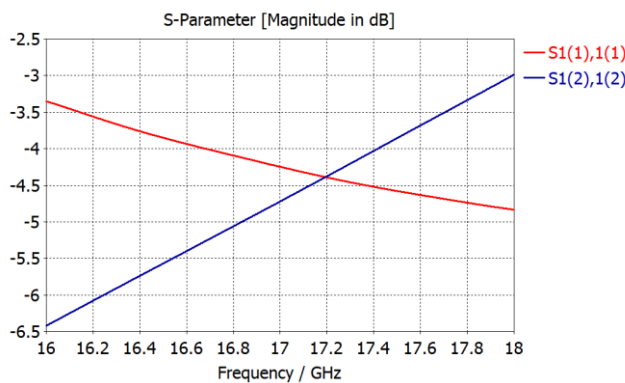


Figura 3-7: Parámetros S11 en dB para ambos modos de la unión en T sin discontinuidades.

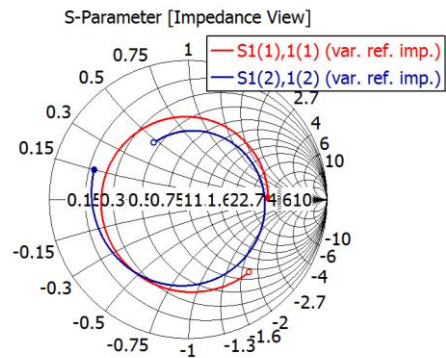


Figura 3-6: Parámetros S11 en carta de Smith para ambos modos de la unión en T sin discontinuidades.

Debido a que la red no está adaptada, la transmisión efectuada desde la entrada a cada una de las salidas no es equitativa por lo que se están perdiendo 2dB de la potencia transmitida. Para solucionar se ha decidido integrar en la guía una serie de discontinuidades que ayudarán a que se adapte cada modo. Por lo tanto analizando por separado cada discontinuidad se pueden modificar los parámetros de reflexión $S1(1), 1(1)$ y $S1(2), 1(2)$ y uniéndose todas estas discontinuidades se llega al resultado deseado.

Un punto fundamental a la hora de implementar las discontinuidades es que estas sean mecanizables en su futura construcción. Por lo tanto no sirve de nada implementar una discontinuidad del orden de una micra, puesto que la maquina fresadora no va a disponer de tal precisión. Por lo tanto se descarta la discontinuidad de un poste macizo ya que tendría que ser muy estrecho y podría fracturarse, además la construcción sería por simetría, y generaría problemas a la hora de ensamblarlo debido a la dificultad que conlleva el proceso de alineamiento.

3.3.1 Septum triangular

Esta va a ser la primera discontinuidad que se le va a añadir a la guía. El diseño consiste en introducir un pequeño bocado en la T, este bocado se realiza en la zona de transición de las tres guías, los parámetros que se varían son la anchura ($W1$) y la longitud ($L1$) de este.

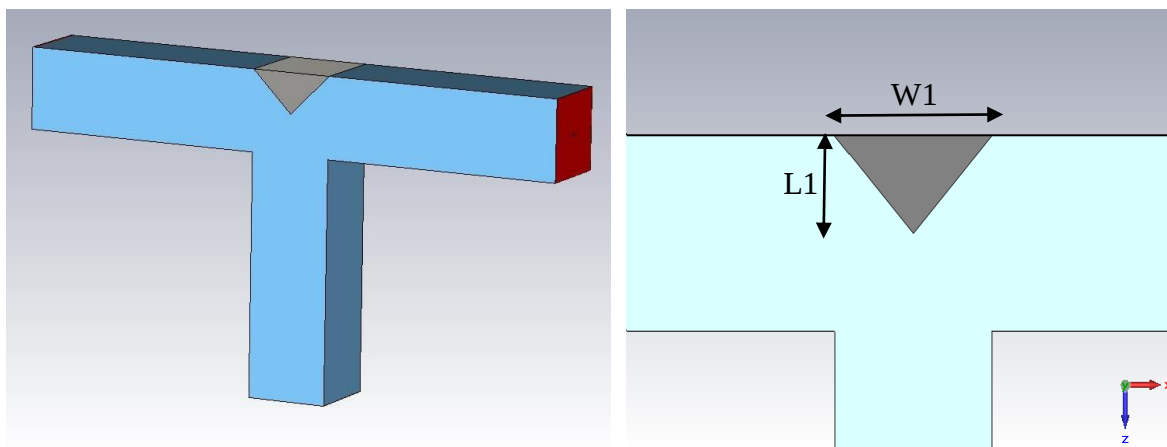


Figura 3-8: Diseño final del septum triangular

Tras realizarse una serie de simulaciones, variando $W1$ y $L1$ podemos ver cómo afecta a la guía la discontinuidad, para ello se realiza primero una simulación variando la longitud y se llega a la conclusión de que longitud $L1$ es igual a 5.3 mm puesto que a longitudes mayores el resultado empeora y a longitudes menores no son apreciables cambios. Por lo tanto se procede a variar el ancho $W1$.

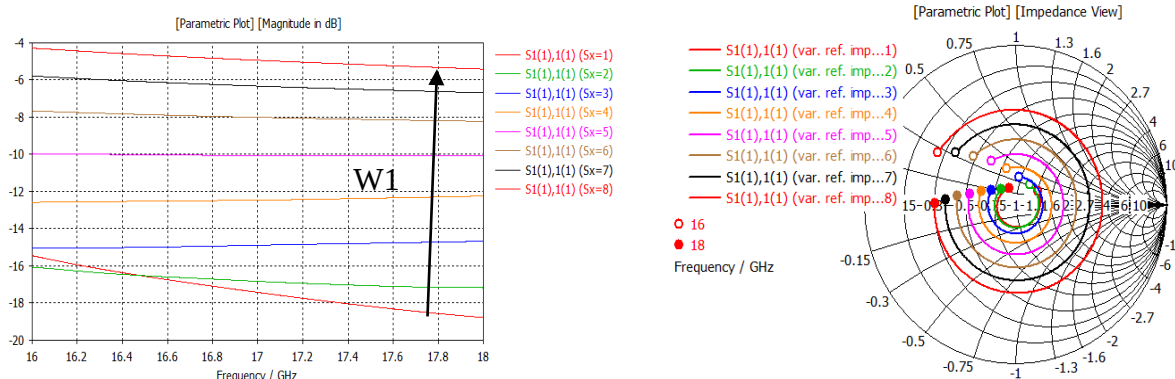


Figura 3-10: Progresión del parámetro S_{11} TE₁₀ en función del ancho del septum con un largo fijo.

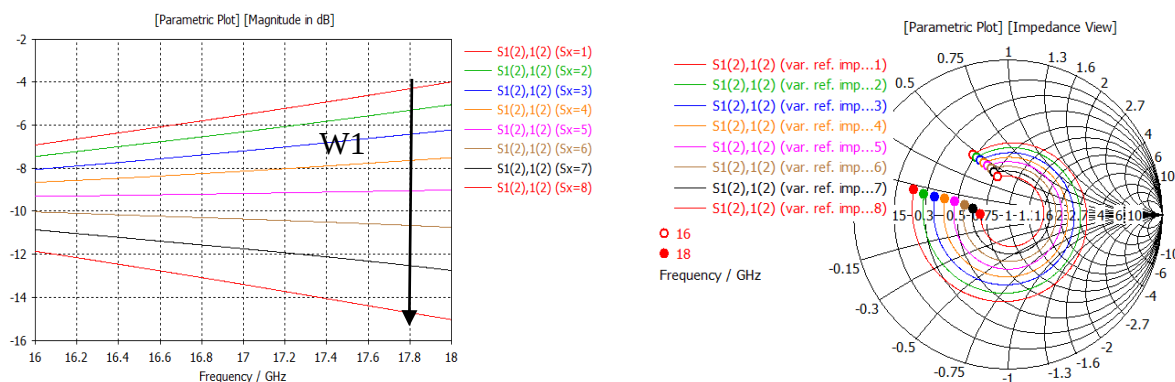


Figura 3-9: Progresión del parámetro S_{11} TE₀₁ en función del ancho del septum con un largo fijo.

Se puede observar que la adaptación entre modos es inversamente proporcional. A mayor $W1$ mejora la adaptación del modo TE_{01} y empeora la adaptación del modo TE_{10} . Por otro lado la variable $L1$, que tiene un comportamiento casi homogéneo para ambos modos, ya que cuanto mayor sea (hasta un límite) mejor adaptados están los modos, pero depende de la anchura como se ha podido ver en las gráficas anteriores.

Buscando el punto óptimo hay que intentar encontrar un equilibrio entre ambos modos. Haciendo una simulación con ajuste más fino se pueden encontrar los valores que maximizan la reflexión en cada modo. (Ver figuras 3-11)

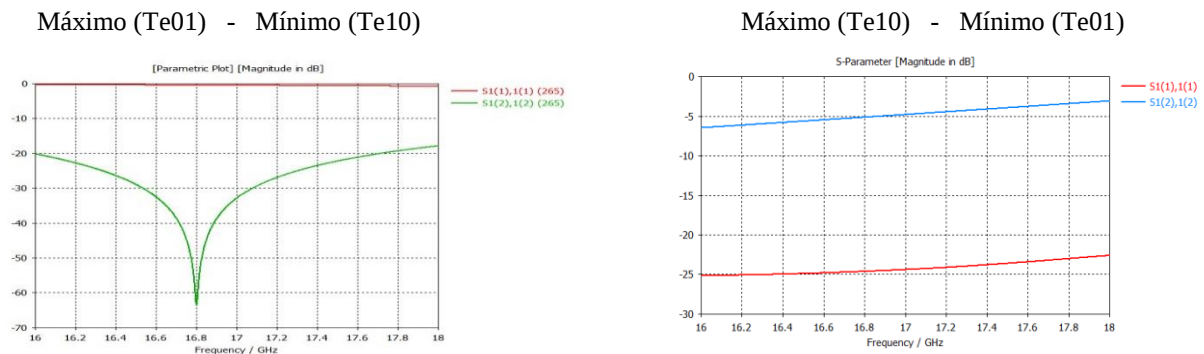


Figura 3-11: Resultados ideales para cada modo causados por el septum triangular.

Se llega a las siguientes conclusiones:

- A mayor ancho del septum (respetando unos límites) se obtienen mejores resultados para el modo TE_{01} .
- Por el contrario, cuando más estrecho es el septum (cuanto más fino mejor) se tienen mejores resultados del modo TE_{10} .
- A mayor longitud del septum (respetando unos límites) obtenemos mejor TE_{01} y TE_{10} .

Esta dependencia va a limitar mucho el ancho de banda de la red.

La decisión de diseño que se ha tomado ha sido la de optimizar la discontinuidad de tal forma que ofrezca unos niveles parecidos, por lo tanto se han tomado los siguientes valores $L1= 5.3\text{mm}$ y $W1=10.6\text{mm}$. (Ver figuras 3-12) Estos valores posteriormente se podrán modificar con el fin de buscar la mejor adaptación.

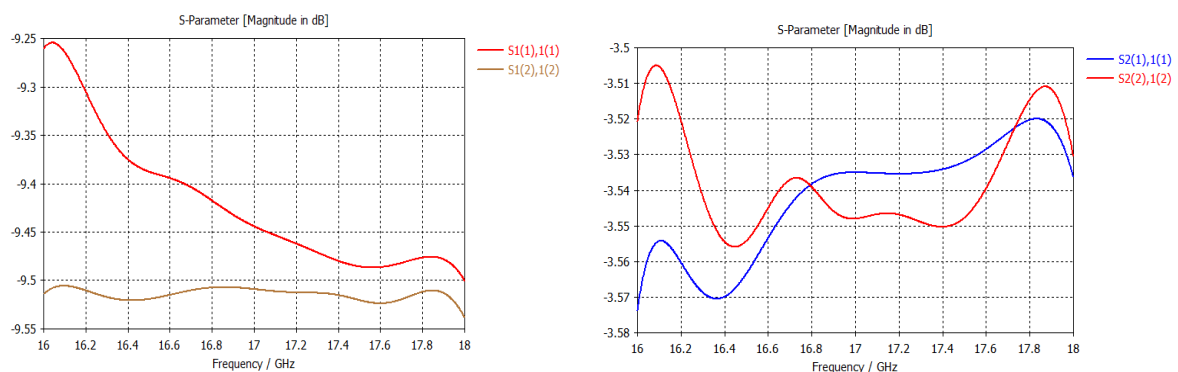


Figura 3-12: Resultados óptimos para cada modo causados por el septum triangular.

Se puede ver que para ambos modos la transmisión es pobre ya que se pierde potencia en forma de reflexión. A pesar de que esta discontinuidad no ha conseguido mejorar significativamente el coeficiente de adaptación de ambos modos, ofrece muchas posibilidades a la hora de adaptar uno de los modos a costa de desadaptar el otro. Además, en la experiencia de RFCAS en este tipo de dispositivos, la discontinuidad “septum” ha funcionado muy bien en otros diseños de divisores con guía rectangular. Por todo ello, se ha decidido combinar esta discontinuidad con aquellas que se presentan en las siguientes subsecciones.

3.3.2 Unión en rampa o unión distinta de 90°

La siguiente discontinuidad está pensada para abrir un poco la guía con el fin de lograr que mejore la transmisión de las señales. Por lo tanto a esta discontinuidad se le va a llamar unión en rampa o unión distinta de 90° ya que la transición de una guía a las otras dos no se va a hacer con un ángulo recto.

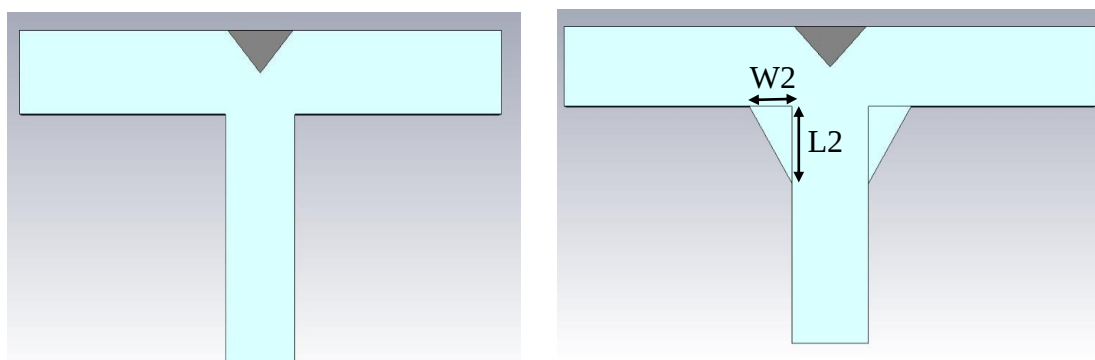


Figura 3-13: Diseño de la transición en rampa.

Esta unión en rampa va a depender de dos parámetros principalmente, la anchura ($W2$) y la altura ($L2$).

Se realiza un barrido paramétrico de las dos variables $W2$ y $L2$ como se observa en las figuras 3-14 y 3-15.

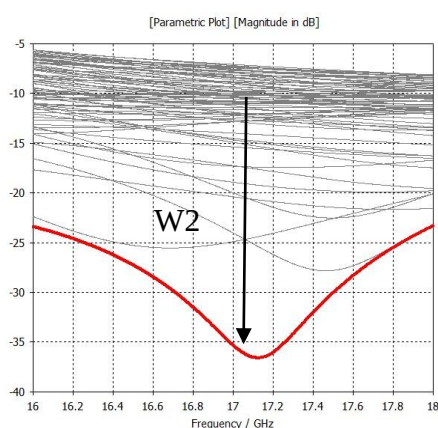


Figura 3-14: Progresión del parámetro S_{11TE10} en función del ancho.

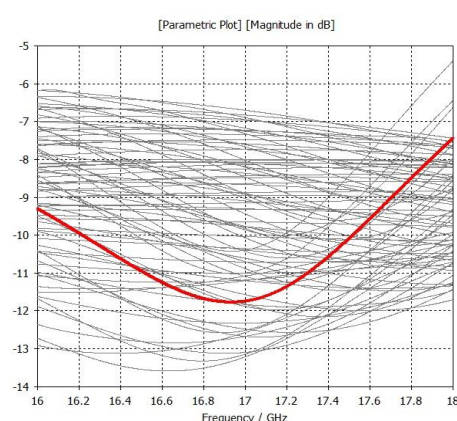


Figura 3-15: Progresión del parámetro S_{11TE01} en función del ancho.

Analizando estas simulaciones en detalle se llega a las siguientes conclusiones:

- Se puede ver que el parámetro W_2 cuanto mayor es (respetando unos límites de diseño $W_{2\max}=8\text{mm}$) mejor es el S_{11} (TE_{10}) alcanzándose el mejor resultado en $W_2=6\text{mm}$ (curva marcada en rojo en ambas graficas).
- Por otro lado el S_{11} (TE_{01}) tan solo varia unos 6 dB por lo que se puede considerar que no afecta mucho en ese modo esta discontinuidad.

Una vez aquí, se ha procedido a realizar un análisis más fino para encontrar los valores W_2 y L_2 óptimos como se observa en las figuras 3-16 y 3-17.

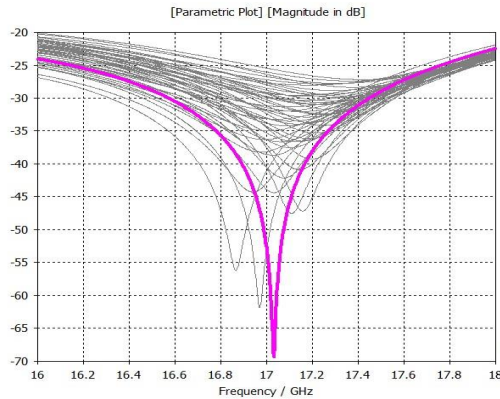


Figura 3-16: Valor optimo del parámetro $S_{11}\text{TE}_{10}$

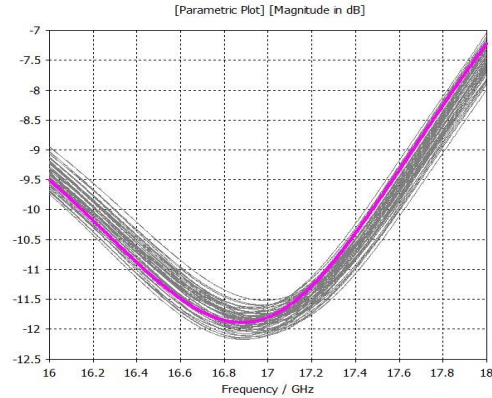


Figura 3-17: Valor optimo del parámetro $S_{11}\text{TE}_{01}$

Para la opción elegida se muestra en las figuras 3-18 y 3-19 como es el reparto de potencia entre los 3 puertos para cada modo.

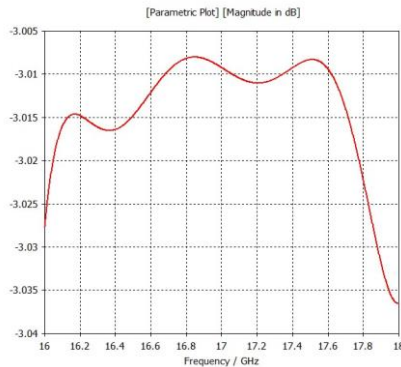


Figura 3-19: Valor del $S_{21}(\text{TE}_{10}) \approx S_{31}(\text{TE}_{10})$

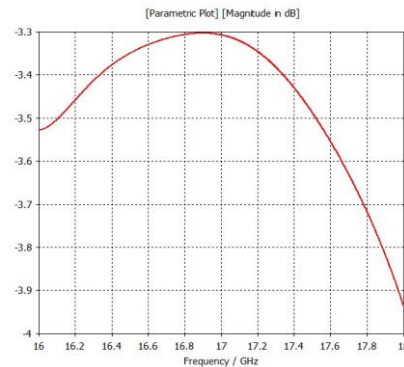


Figura 3-18: Valor del $S_{21}(\text{TE}_{01}) \approx S_{31}(\text{TE}_{01})$

El reparto de potencia se puede ver que es bueno para el modo TE_{10} ya que está en torno a los -3 dB, en cambio para el modo TE_{01} se observa que aún no está bien adaptado ya que está en torno a los -3.3 en la frecuencia central.

La idea al diseñar una red es aprovechar el mayor ancho de banda que esta nos pueda ofrecer, en este caso se ve que es muy resonante en la frecuencia central, y el ancho de banda

para el modo TE_{10} es aceptable. Por el contrario, aun en el modo TE_{01} no hay adaptación por lo que se necesitaría añadir otras discontinuidades para lograr llegar a la adaptación deseada.

La primera idea que se tuvo al diseñar esta red, fue la de elegir los valores de W_2 y L_2 que hacían más resonante el modo TE_{10} , pero el modo TE_{01} seguía sin estar adaptado. El problema fue que al añadir la siguiente discontinuidad para intentar mejorar el TE_{01} , no mejoraba nada, ya que al ser tan resonante el modo TE_{10} y estar tan bien adaptado, no dejaba margen para la mejora del otro modo.

Como bien se ha visto en las secciones anteriores, a la hora de diseñar la red hay que tener en cuenta que un modo depende de otro, por lo tanto si se decide hacer uno de los modos muy resonante y con buen nivel de adaptación, sería luego prácticamente imposible llegar a lograr la adaptación del otro modo. Por lo que se llegó a la conclusión de que era preferible perder ancho de banda empeorando un poco el modo TE_{10} , a costa de lograr unos niveles más equilibrados en ambos modos. Para posteriormente adaptarlos con las siguientes discontinuidades.

Los valores elegidos fueron $W_2=5.3$ mm y $L_2=5.3$ mm. Posteriormente estos valores no van a cambiar.

3.3.3 Chaflanes laterales

Con el fin de mejorar la adaptación se decide añadir una nueva discontinuidad, que consiste en introducir dos hendiduras o chaflanes laterales en la guía, de forma simétrica respecto al eje transversal que la separa. Estos chaflanes en todo caso deben de ser hendiduras en la guía, puesto que una alternativa que se tuvo durante la realización del proyecto fue la utilización de salientes laterales, pero los resultados no fueron nada favorables.

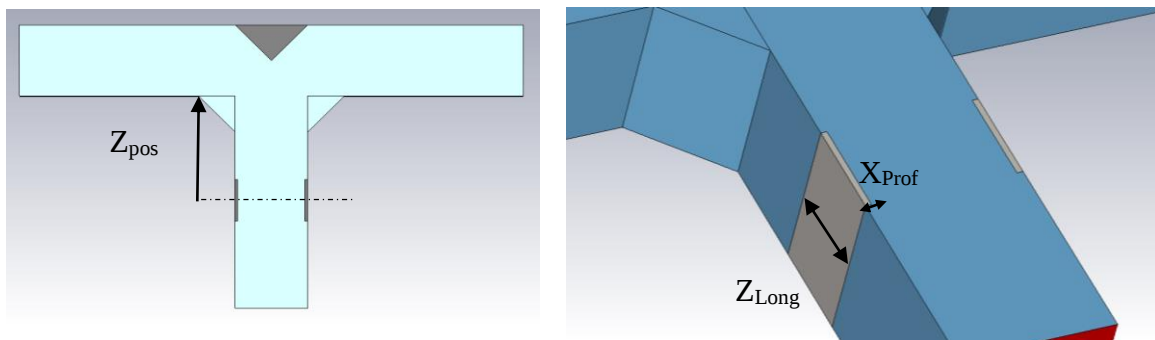


Figura 3-20: Diseño de los chaflanes laterales

Esta discontinuidad está definida por 3 parámetros muy específicos:

- Profundidad del bocado en el eje x (X_{prof})
- Longitud en el eje z (Z_{long})
- Posición en el eje z (Z_{pos})

Tras realizar una simulación paramétrica de los 3 parámetros anteriores por separado, se puede ver cómo afecta cada uno a la red.

Al hacer unas simulaciones variando la **profundidad del bocado en el eje x** entre los valores $0.1\text{mm} \leq X_{\text{prof}} \leq 1\text{mm}$, se puede ver que este parámetro afecta mayormente al modo TE_{10} y mejora su nivel de adaptación en torno a $X_{\text{prof}}=0.42\text{ mm}$.

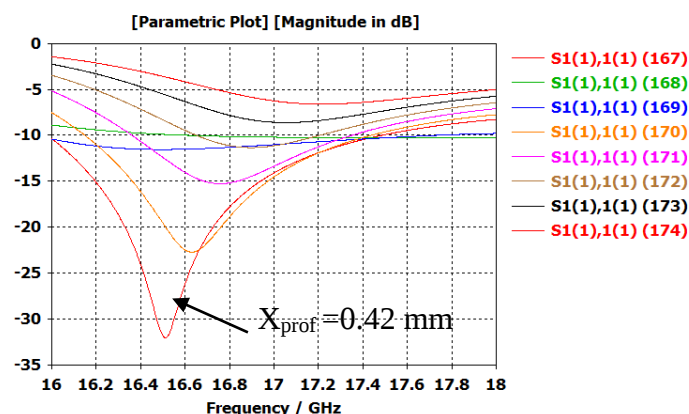


Figura 3-21: Resultados del $S_{11}\text{TE}_{10}$ al variar la profundidad del bocado lateral

Al hacer un barrido de la **longitud en el eje z** entre los valores $1\text{mm} \leq Z_{\text{Long}} \leq 10\text{ mm}$, se puede ver que este parámetro afecta mayormente al modo TE_{10} y mejora su nivel de adaptación en torno a $Z_{\text{Long}}=6.2\text{ mm}$.

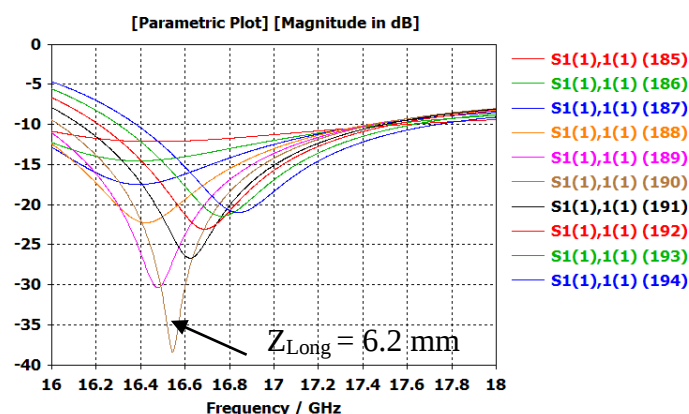


Figura 3-22: Resultados del $S_{11}\text{TE}_{10}$ al variar la longitud del bocado lateral

Al hacer un barrido de la **posición en el eje z** a lo largo del eje z de la guía, sin llevar la discontinuidad a los extremos de esta, se puede ver que este parámetro afecta mayormente al modo TE_{10} y desplaza las frecuencias de resonancia del modo en torno a $Z_{\text{Pos}}=15.45\text{ mm}$.

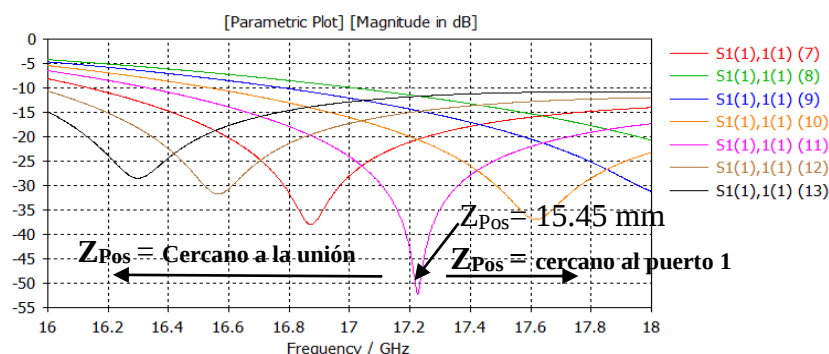


Figura 3-23: Resultados del $S_{11}\text{TE}_{10}$ al desplazar el bocado lateral

3.3.4 Chaflán superior e inferior en la unión T

Todos los parámetros de la discontinuidad de los chaflanes laterales afectan únicamente al modo TE_{10} , por lo que es necesario introducir otras discontinuidades para mejorar el nivel de adaptación de TE_{01} .

En este caso se introducen unos estrechamientos o chaflanes superiores e inferiores en la entrada de la transición.

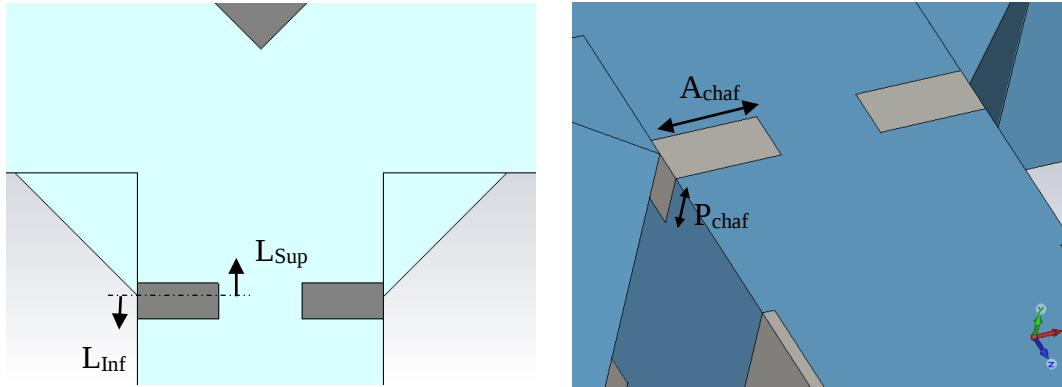


Figura 3-24: Diseño de los chaflanes en la transición

Los parámetros que modelan esta discontinuidad son:

- Anchura (A_{chaf})
- Profundidad (P_{chaf})
- Longitud inferior (L_{Inf})
- Longitud superior (L_{Sup})

Se procede al análisis por separado de cada parámetro para entender su funcionamiento. A la izquierda se muestra la variación del modo TE_{10} y a la derecha la del modo TE_{01} .

Al hacer un barrido del parámetro A_{chaf} se puede observar que al solapar los chaflanes aumentando la achura se obtienen unos valores fijos para ambos modos. Estos valores al estar solapados no generan problemas de alineación al construir.

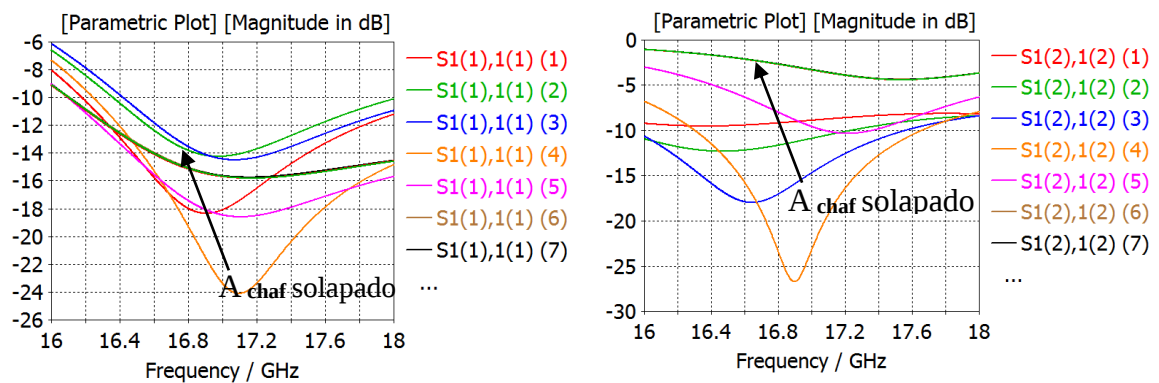


Figura 3-25: Variación del parámetro S para cada modo variando A_{chaf}

Al hacer un barrido del parámetro P_{chaf} se puede observar que cuanto más grande sea la profundidad peor es la respuesta. El máximo en la gráfica está en $P_{\text{chaf}} = 0.97$ mm. Posteriormente este valor se modificará para lograr la adaptación del TE_{01} .

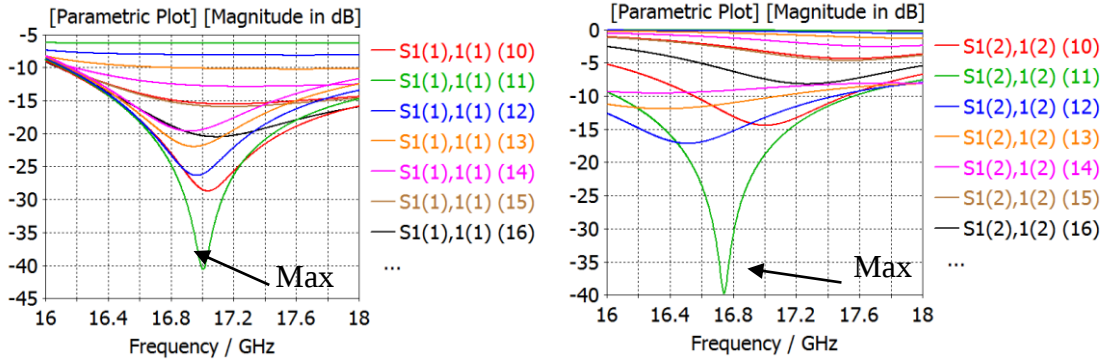


Figura 3-26: Variación del parámetro S para cada modo variando P_{chaf}

Al hacer un barrido del parámetro L_{Inf} se puede observar que cuanto mayor sea la longitud superior, peor es la adaptación de ambos modos.

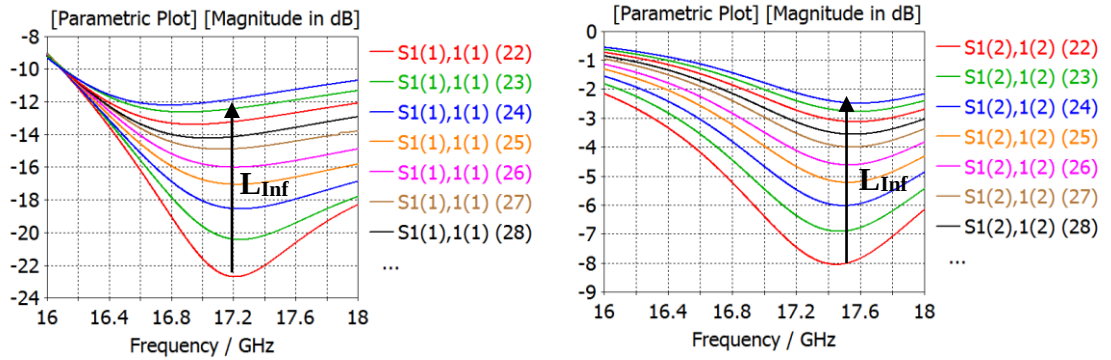


Figura 3-27: Variación del parámetro S para cada modo variando L_{Inf}

Al hacer un barrido del parámetro L_{Sup} se puede observar que cuanto menor sea la longitud mejor es la adaptación para ambos modos, este nos ayudará a adaptar el TE_{01} .

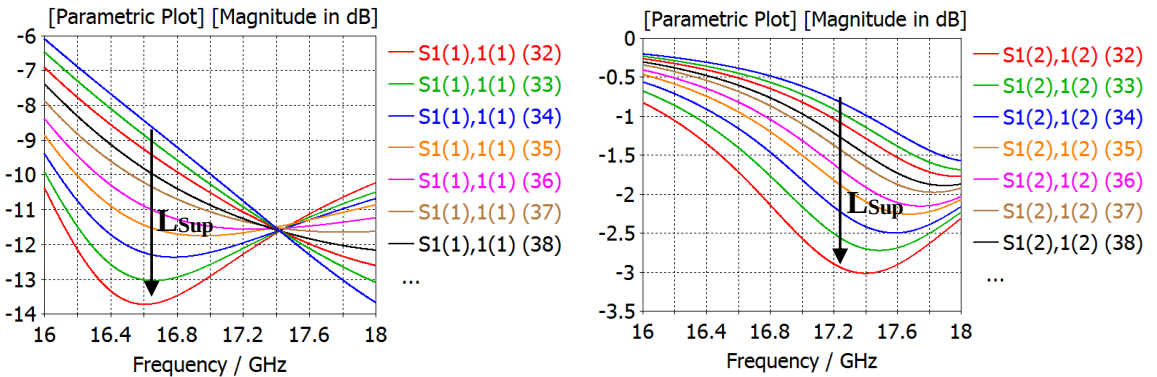


Figura 3-28: Variación del parámetro S para cada modo variando L_{Sup}

Después de analizar detalladamente la simulación de todos estos parámetros, se llegan a las siguientes conclusiones:

- Si se aumenta la A_{chaf} mejora el modo TE_{10} pero el modo TE_{01} empeora y viceversa.
- L_{Sup} , L_{Inf} y la profundidad pueden modificar el modo TE_{01} .

Por lo tanto se aumenta al máximo la anchura hasta que se solape con la simétrica, para evitar problemas de alineamiento en la construcción. Esto hace que el TE_{10} sea el idóneo, pero el TE_{01} sea muy malo. Ahora con los otros tres parámetros modificados correctamente se

llega a la adaptación del TE_{01} . Sin embargo la respuesta del S_{11} del modo TE_{10} está un poco desadaptada, pero modificando levemente algunos de los parámetros de otras discontinuidades se puede corregir sin alterar la adaptación del TE_{01}

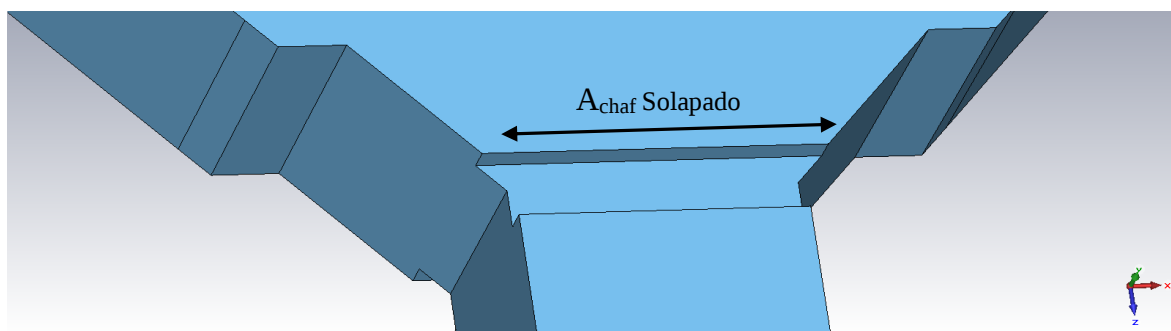


Figura 3-29: Solapamiento de los chaflanes al aumentar la anchura

3.3.5 Diseño final

En la figura 3-30 se muestra el resultado final de este divisor en T, con las discontinuidades principales y a la derecha en la tabla 3-1 los valores finales de las variables que modelan cada discontinuidad.

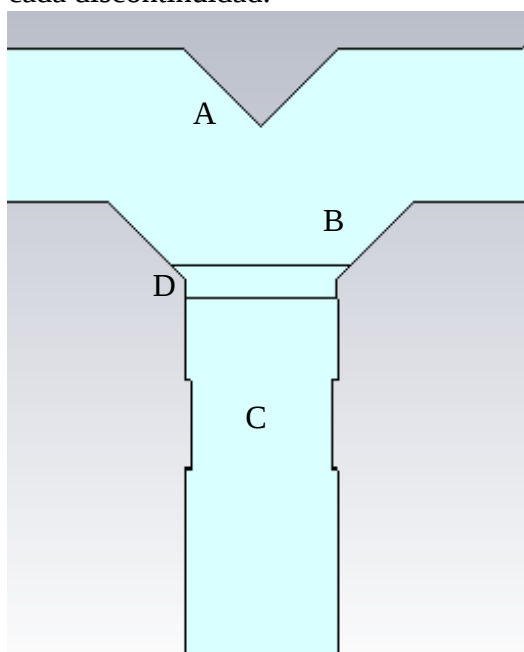


Figura 3-30: Discontinuidades

A) Septum

- $W1 = 5.3 \text{ mm}$
- $L1 = 10.6 \text{ mm}$

B) Unión en rampa

- $W2 = 5.3 \text{ mm}$
- $L2 = 5.3 \text{ mm}$

C) Chaflanes laterales

- $X_{\text{Prof}} = 0.41 \text{ mm}$
- $Z_{\text{Pos}} = 15.45 \text{ mm}$
- $Z_{\text{Long}} = 6.2 \text{ mm}$

D) Chaflanes superiores e inferiores

- $A_{\text{Chaf}} = 6 \text{ mm}$
- $P_{\text{Chaf}} = 1 \text{ mm}$
- $L_{\text{Inf}} = 1.375 \text{ mm}$
- $L_{\text{Sup}} = 1 \text{ mm}$

Tabla 3-1: Resumen de los valores de los parámetros de las discontinuidades

El resultado final es el que se muestra en la figura 3-31. Tal y como se observa en esta figura se puede ver que los niveles de transmisión para los modos cruzados están atenuados, por debajo de -55 dB que era lo que se buscaba. Por otro lado se van a analizar los demás parámetros por separado.

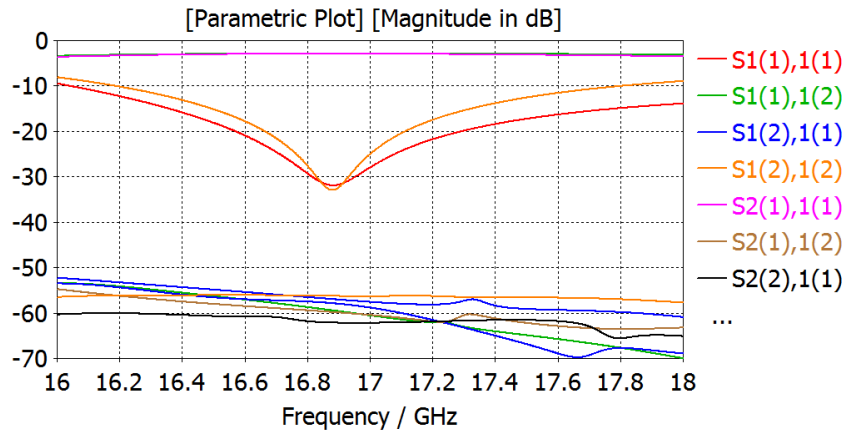


Figura 3-31: Resultados de la simulación del diseño final del divisor en T

Veamos como es el ancho de banda para cada modo, para ello analizamos detalladamente los parámetros S₁₁ para los dos modos fundamentales.

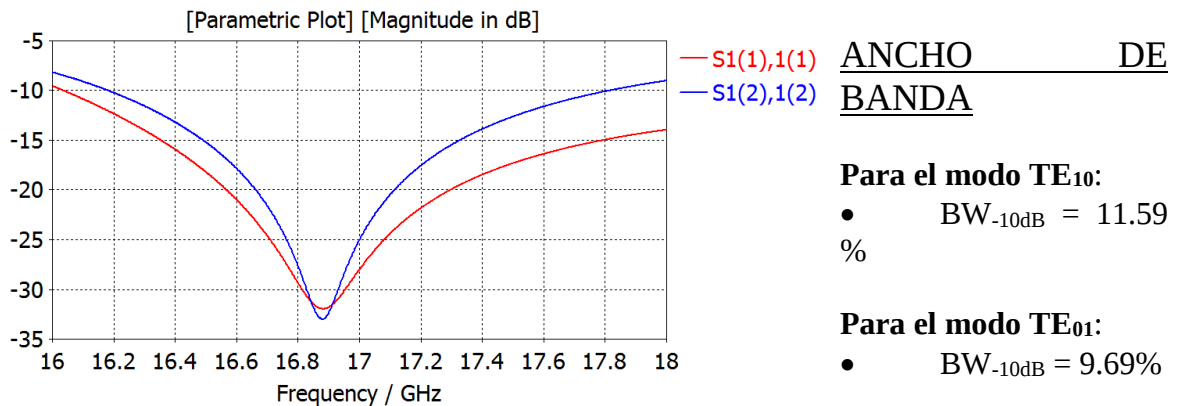


Figura 3-32: Parámetros S₁₁ para cada modo del divisor en T

Ahora se analizan las transmisiones para cada puerto y se verá cómo, gracias a la simetría de la red, el reparto de potencia es igual para cada puerto.

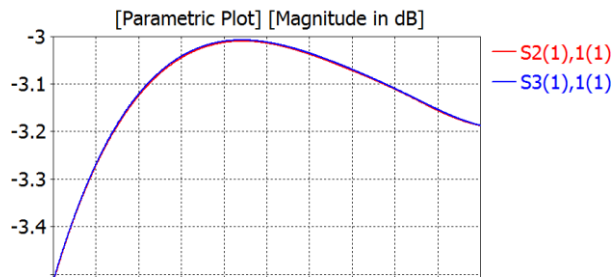


Figura 3-33: Parámetros S₂₁ y S₃₁ para el modo TE₁₀ del divisor en T

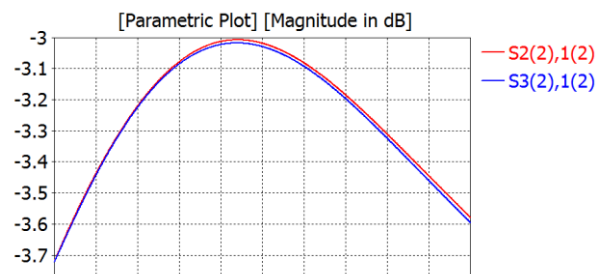


Figura 3-34: Parámetros S₂₁ y S₃₁ para el modo TE₀₁ del divisor en T

Por último se analizan las fases de las transmisiones en cada puerto para cada modo. Se puede ver que para el modo TE₁₀ debido a posición de las líneas de campo en forma vertical, tenemos la misma fase vista en ambos puertos. En cambio para el modo TE₀₁ debido a que las líneas de campo están en forma horizontal y los puertos están 180° uno del otro, aparece un desfase aparentemente de 180°, pero realmente están en fase. Esto se verá en el siguiente capítulo al añadir los codos.

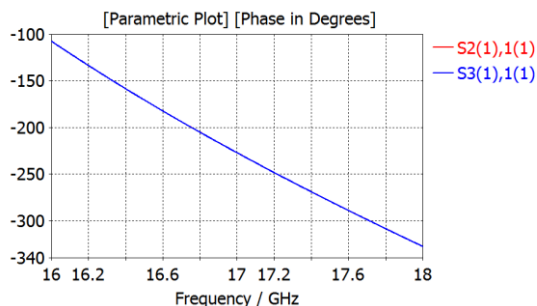


Figura 3-36: Diferencia de fases entre puertos de salida para el modo TE₁₀

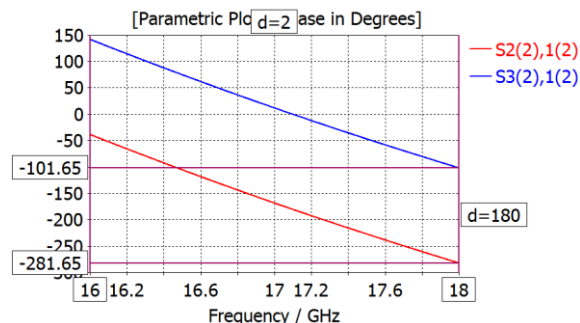


Figura 3-35: Diferencia de fases entre puertos de salida para el modo TE₀₁

3.3.6 Diseño del codo

En esta sección se va a explicar cuáles fueron los pasos que se siguieron para diseñar el codo. Cabe destacar que la finalidad del codo no es otra que girar la dirección de la señal, en este caso 90°, con la idea de que tras el giro se incorpore un nuevo tipo de divisor que se explicará en la siguiente sección.

La estructura tendrá dos codos simétricos de 90°, por tanto este codo podrá ser usado para guías cuadradas de lado $a=10.6$ mm.

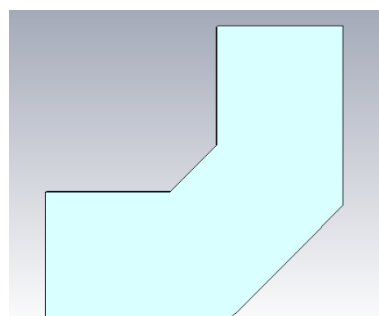
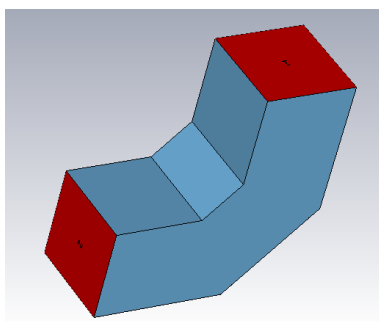
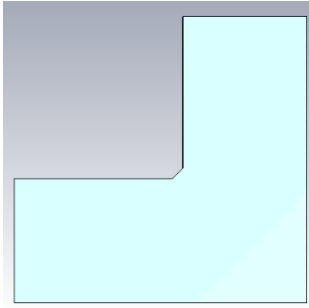


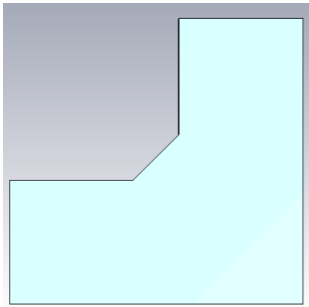
Figura 3-37: Diseño del codo en CST

Para el diseño del codo, se parte de dos guías cuadradas que se unen formando una L como la de la figura 3-37, a esta L se le meten dos discontinuidades, una primera en la unión interior de ambas guías, y consistirá en meter una pequeña transición de 45° tal y como muestra la figura 3-38, la segunda discontinuidad estará en la unión exterior y consistirá en un bocado de 45° a las guías tal y como muestra la figura 3-39

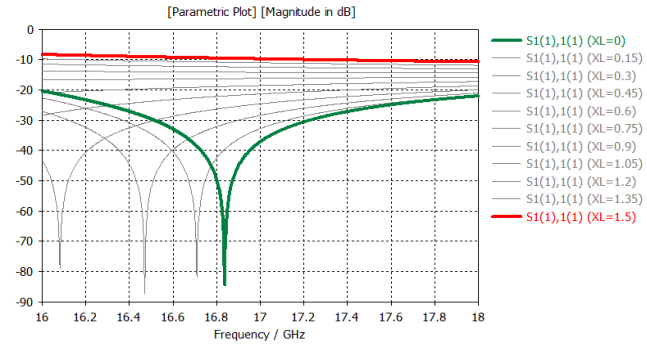
PRIMERA DISCONTINUIDAD



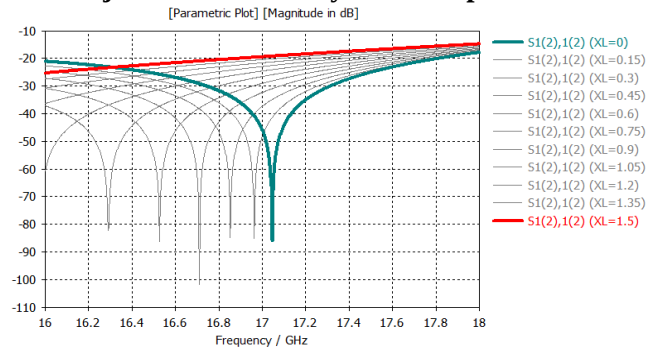
a) Posición inicial



b) Posición final



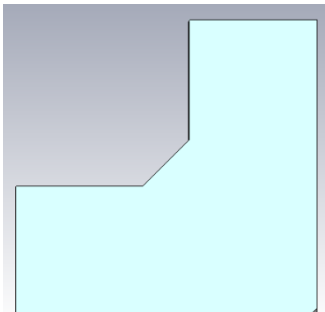
c) $S_{11}TE_{10}$ en rojo Posición inicial y en verde posición final



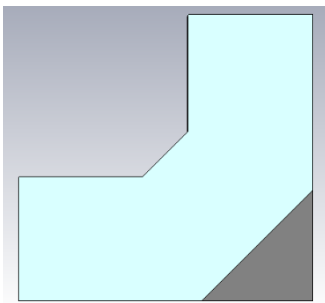
d) $S_{11}TE_{01}$ en rojo Posición inicial y en verde posición final

Figura 3-38: Variación de la discontinuidad interior del codo

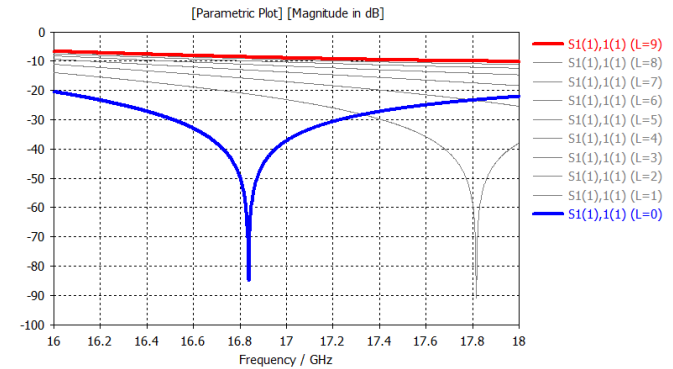
SEGUNDA DISCONTINUIDAD



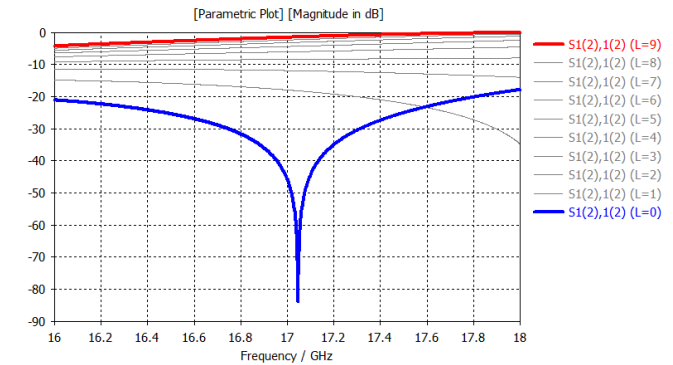
a) Posición inicial



b) Posición final



c) $S_{11}TE_{10}$ en rojo Posición inicial y en azul posición final



d) $S_{11}TE_{01}$ en rojo Posición inicial y en azul posición final

Figura 3-39: Variación de la discontinuidad exterior del codo

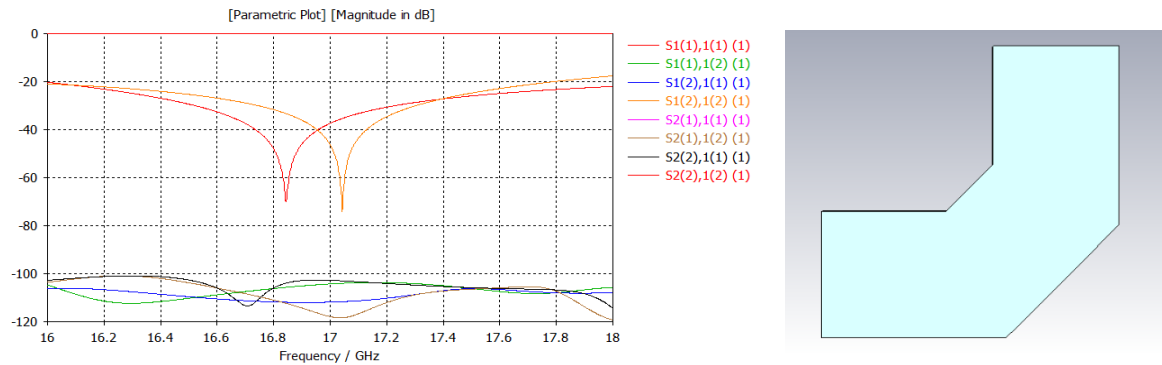


Figura 3-40: Resultados finales del diseño del codo (derecha) y simulación obtenida del análisis del codo diseñado en CST (izquierda)

Tal y como se puede observar en la figura anterior (3-40), los parámetros de reflexión están por debajo de -20 dB en toda la banda de trabajo, los modos cruzados por debajo de -100 y se produce una transmisión de 0 dB, por lo que el codo funciona correctamente.

3.3.7 Divisor T + Codos

Una vez diseñado el codo, se procede a incorporarlo al divisor en T. Para reducir el tamaño del divisor, se acortan las guías de la T al máximo al unirlo con los codos.

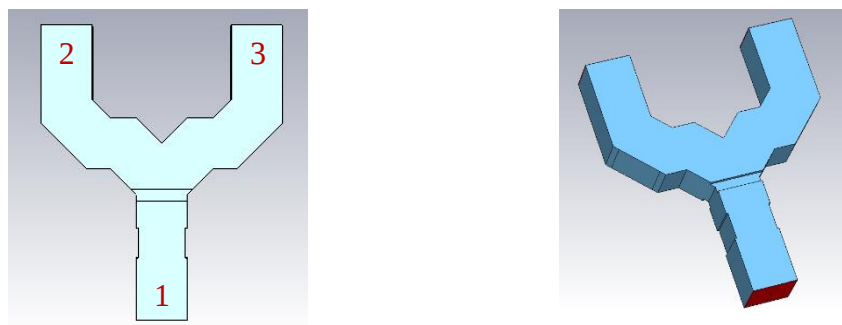


Figura 3-41: Diseño del divisor en T con codos en CST

Veamos como es el ancho de banda para cada modo, para ello analizamos detalladamente los parámetros S11 para los dos modos fundamentales.

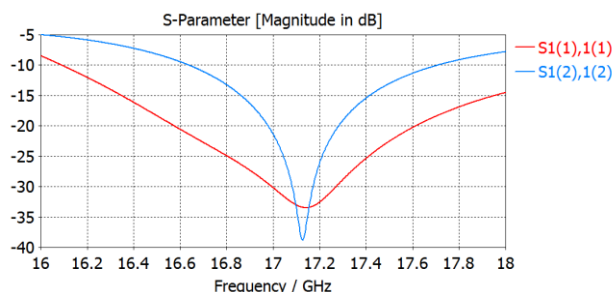


Figura 3-42: Parámetro S₁₁ para cada modo del divisor en T con codos

ANCHO DE BANDA

Para el modo TE₁₀:

- BW_{-10dB} = 11.26 %

Para el modo TE₀₁:

- BW_{-10dB} = 6.38 %

Ahora se analizan las transmisiones para cada puerto y se verá cómo, gracias a la simetría de la red, el reparto de potencia es igual para cada puerto. Ver figuras 3-43 y 3-44

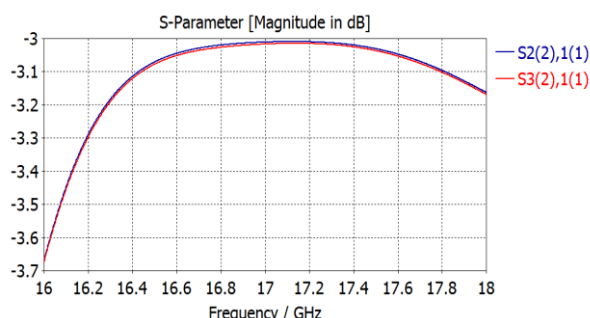


Figura 3-46: Parámetro S_{21} y S_{31} para el modo TE_{10} del divisor en T con codos

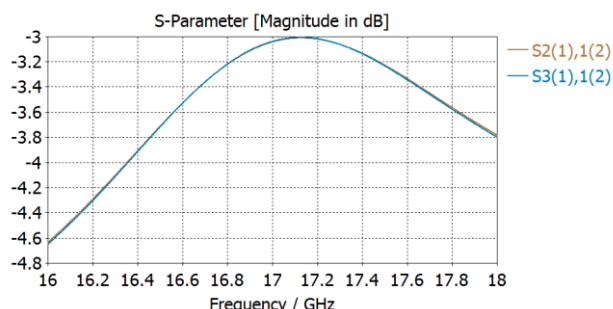


Figura 3-43: Parámetro S_{21} y S_{31} para el modo TE_{01} del divisor en T con codos

Por último se analizan las fases de las transmisiones en cada puerto para cada modo. Se puede ver que ambas son equifase. Y el desfase visto de 180° del sentido de las líneas de campo se ha solucionado al meter el giro del codo.

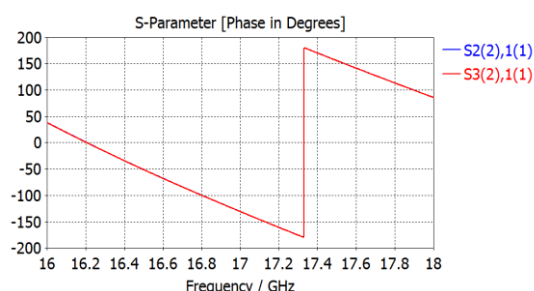


Figura 3-44: Diferencia de fases entre puertas de salida para el modo TE_{10}

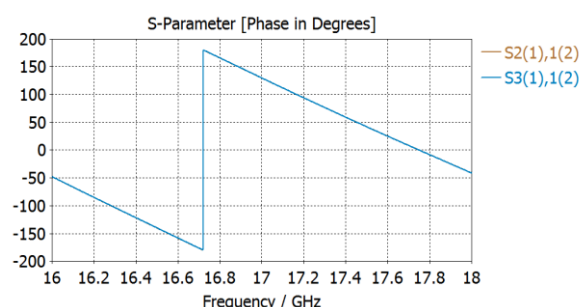


Figura 3-45: Diferencia de fases entre puertas de salida para el modo TE_{01}

3.3.8 Análisis de modos superiores

Tal y como se explicó anteriormente, en la guía de onda existen todos los modos, y tan solo se propagan sin estar atenuados los que correspondan su frecuencia de corte con la banda de trabajo tal y como se vió en la figura 3-3. Por lo tanto se hace un estudio para ver cómo se comportan los 8 primeros modos en la guía, mostrando en la siguiente imagen tan solo los superiores a los dos modos principales. Se puede ver que todos están atenuados por debajo de -40 dB. Los modos que tienen peor atenuación serían los correspondientes a la siguiente frecuencia de corte que sería 20.01 GHz correspondientes a los modos TE_{11} Y TM_{11} .

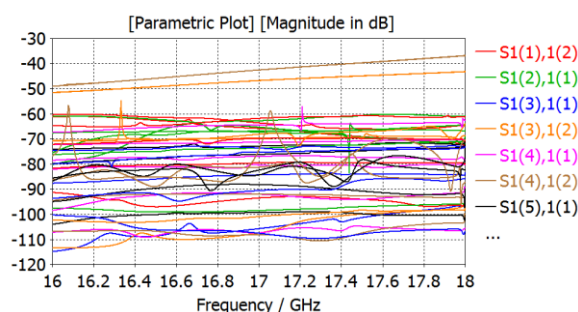


Figura 3-47: Análisis de modos superiores

3.3.9 Fabricación del divisor 1-2 en T con codos.

Una vez diseñado el divisor y habiéndole añadido los codos correspondientes se procede a prepararlo para su construcción con el fin de contrastar los resultados obtenidos por la simulación. Para ello se hace un molde 3D en metal donde las maquinas correspondientes esculpirán la guía. Este molde es una pieza simétrica que unida a otra igual forman la estructura del divisor.

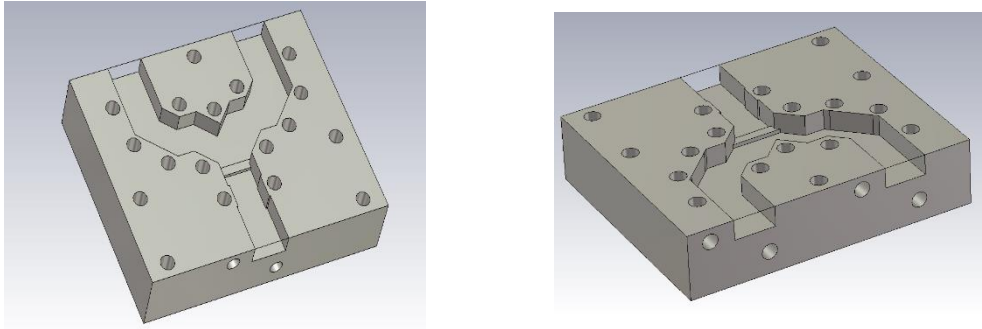


Figura 3-48: Diseño del divisor 1-2 en dos piezas simétricas en CST

Las dos piezas del diseño se van a unir con tornillos de M3. Para ello se modelan los taladros que se pueden ver en las figuras 3-48. Sin embargo tanto la entrada como las salidas tienen un diseño diferente para unirlos a unas guías de transición de guía cuadrada que se unirán a una guía rectangular estándar WR-51. Esta guía WR-51 se explicó en el capítulo 2.2.3.1.

Transiciones de guía

Las transiciones que se han usado para unir los puertos con las guías WR-51, son tramos de guía que se comportan como adaptadores de impedancia en guía, estos tramos son de longitud aproximada $\left(\frac{\lambda}{4}\right)$

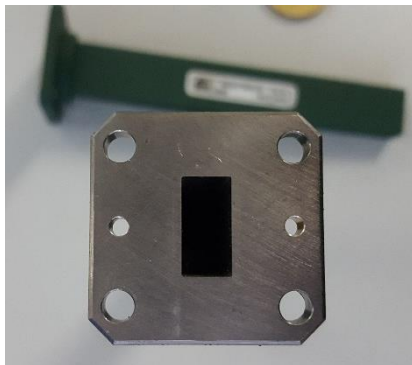


Figura 3-51: Guía WR-51.



Figura 3-50: Primera transición (Exterior).

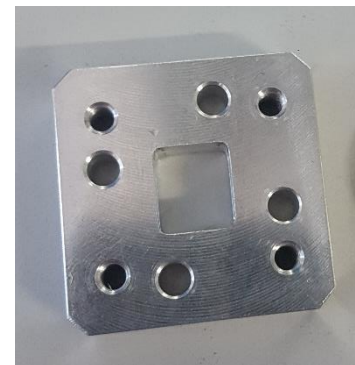


Figura 3-49: Segunda transición (Interior).

A continuación se muestran dos simulaciones, en la 3-52 se muestra la simulación del transformador cuando se alimenta con el modo TE_{10} , se puede ver que el modo TE_{01} está reflejando toda la señal y en la 3-53 se muestra la simulación del transformador cuando se alimenta con el modo TE_{01} , en esta se puede ver que la señal que se refleja es la del modo TE_{10}

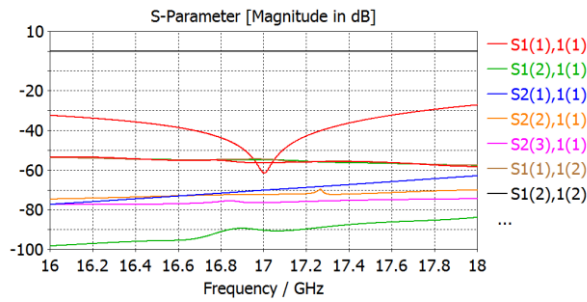


Figura 3-53: simulación del transformador alimentado con el modo TE_{10}

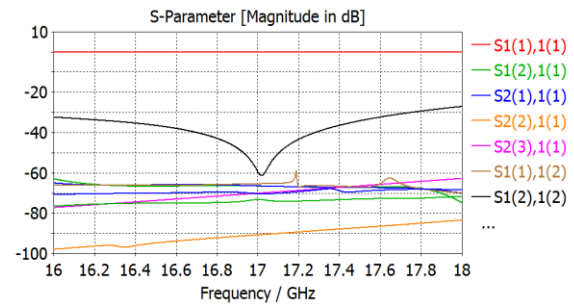


Figura 3-52: simulación del transformador alimentado con el modo TE_{01}

Por otro lado como se observa en la figura 3-50, la primera transición tiene unos orificios con un avellanado destinados a unir ambas transiciones a la red, de forma que al conectar la guía WR-51 estos queden enterrados. Sin embargo la unión que hay entre la guía WR-51 y las transiciones es por medio de 4 tornillos M3 que usarán una pequeña tuerca para no hacer tope con la red.

Cabe destacar que la orientación de las transiciones es de vital importancia puesto que al medir el modo TE_{10} estas deberán ir colocadas con una orientación correspondiente a la forma que tengan las líneas de campo del modo. Ya que al no disponer de 3 OMTs (Orthomode Transducers), se tienen que medir los modos TE_{10} y TE_{01} por separado.

Por otra parte los tornillos que unen ambas transiciones a los puertos del divisor, tienen una posición ladeada respecto a los cuatro que unen la WR-51, debido a que el divisor está formado por dos piezas simétricas y si se hubiera usado una posición de forma de cruz estos no habrían podido unir ambas piezas. Para más detalle ver las Figuras 3-54 y 3-55.

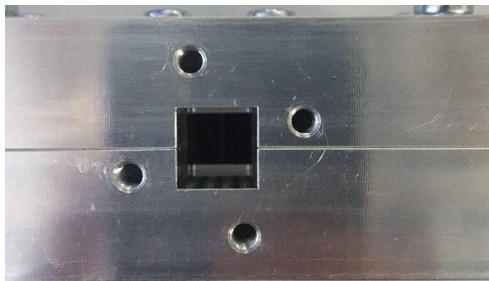


Figura 3-54: Entrada del divisor 1-2

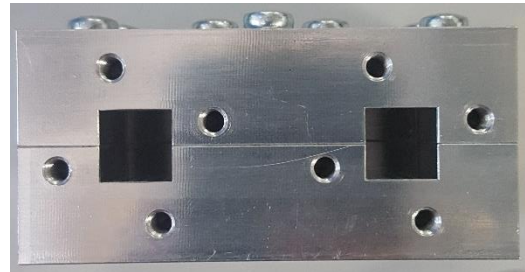


Figura 3-55: Salidas del divisor 1-2

El metal empleado para la fabricación de los diseños es aluminio, en las siguientes figuras se muestra el divisor fabricado tanto con las transiciones como sin ellas.

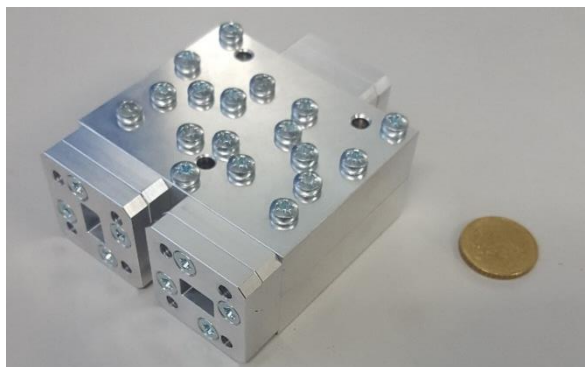


Figura 3-56: Salidas del divisor 1-2 con transformadores

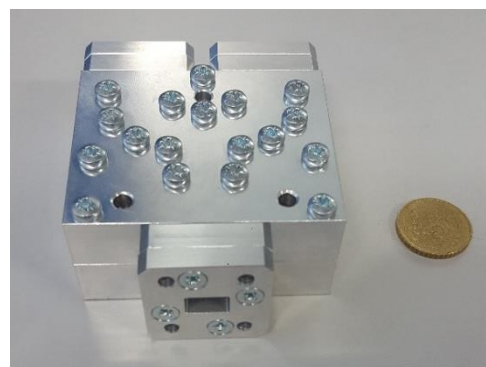


Figura 3-57: Entrada del divisor 1-2 con transformadores

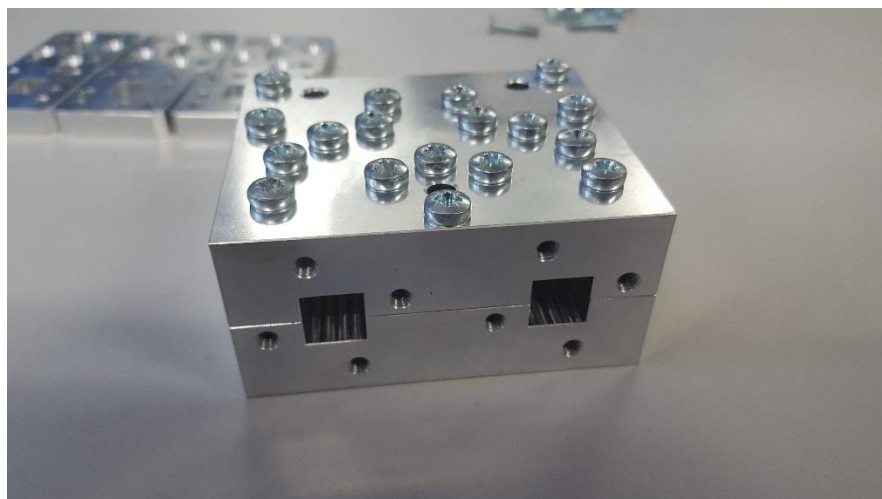


Figura 3-58: Posición de los tornillos en el divisor.

Una vez fabricada la red, se procede a medirla con el analizador de redes para comparar los resultados obtenidos con los simulados con el CST.

Para ello el proceso es el siguiente:

- En primer lugar calibramos el analizador siguiendo los pasos propios para su utilización con guías de onda.
- En segundo lugar se conecta a la entrada y a uno de los puertos de salida una guía WR-51 acabada en coaxial, con el fin de conectarlas a las sondas del analizador de redes. En el otro puerto se pone una guía WR-51 acabada en carga.
- Este proceso se realiza para ambos puertos, y para cada modo de forma independiente, para ello se debe cambiar la orientación de las transiciones según la forma de las líneas de campo correspondientes al modo en concreto. Esto es necesario tanto a la entrada como a las salidas. Este proceso mide los parámetros S_{11} , para las transmisiones a cada puerto para cada modo.
- En tercer lugar para medir las reflexiones se colocan guías WR-51 acabadas en carga en ambos puertos de salidas. Con el fin de tomar un valor más preciso de la reflexión total para cada modo.
- Por último se realiza un análisis para los modos cruzados, alimentando la entrada con el TE_{10} y midiendo en el puerto 3 orientado según el modo TE_{01} , todo esto manteniendo en el puerto 2 una carga. Este proceso se realiza de nuevo pero alimentando con el TE_{01} y midiendo en el puerto 3 orientado según el modo TE_{10} .

Debido a que las dos piezas que conforman la red divisoria están unidas de forma hermética y alineada, para un correcto funcionamiento, se ha decidido no quitar ese alineamiento para poder usar la red en futuras mediciones así como para probar en un futuro la alimentación de antenas con doble polarización.

Por lo tanto no se adjuntan imágenes de la red por dentro en la memoria. Para saber cómo queda por dentro se debe ver en la figura 3-48

Una vez extraídos los resultados de las mediciones se incorporan al CST para compararlos con los resultados hechos por simulación:

Los resultados para las reflexiones son los siguientes, siendo la verde la simulada y la roja la medida con el analizador de redes

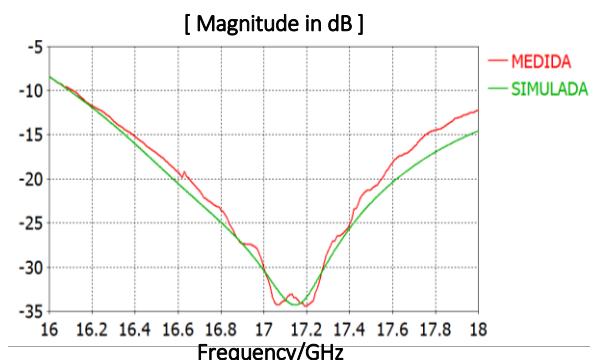


Figura 3-60: Comparativa del parámetro $s_{11_TE_{10}}$ medido y simulado

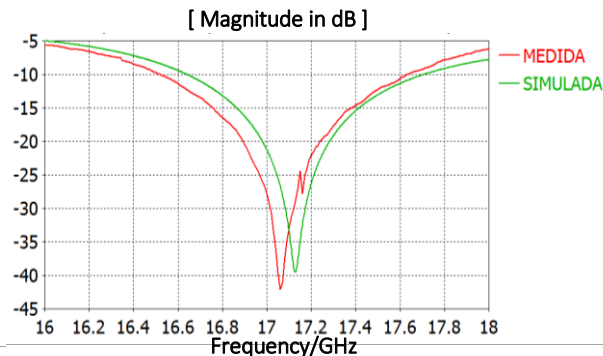


Figura 3-59: Comparativa del parámetro $s_{11_TE_{01}}$ medido y simulado

Los resultados obtenidos son muy parecidos a los simulados. Se puede ver en la figura 3-59 que hay un 11.21 % de ancho de banda para el modo TE_{10} y en la figura 3-60 que hay un 7 % de ancho de banda para el modo TE_{01} .

Los resultados para las transmisiones son los siguientes, siendo la verde la simulada y la roja la medida con el analizador de redes.

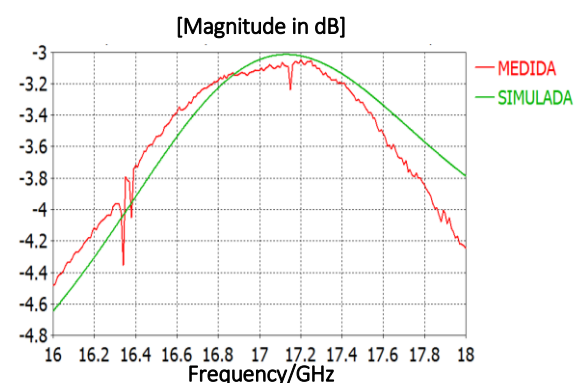


Figura 3-61: Comparativa del parámetro S_{21} medido y simulado para el modo TE_{01}

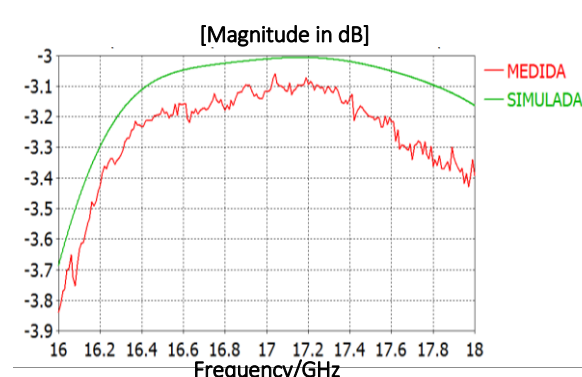


Figura 3-63: Comparativa del parámetro S_{21} medido y simulado para el modo TE_{10}

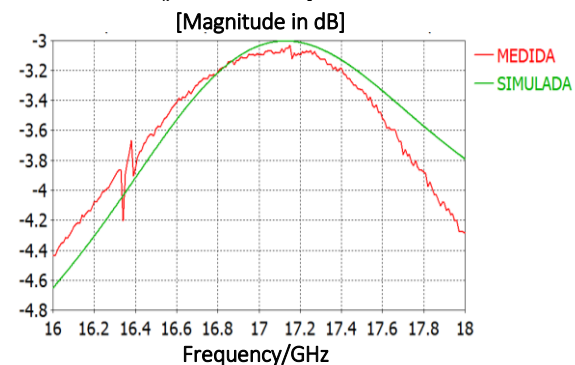


Figura 3-62: Comparativa del parámetro S_{31} medido y simulado para el modo TE_{01}

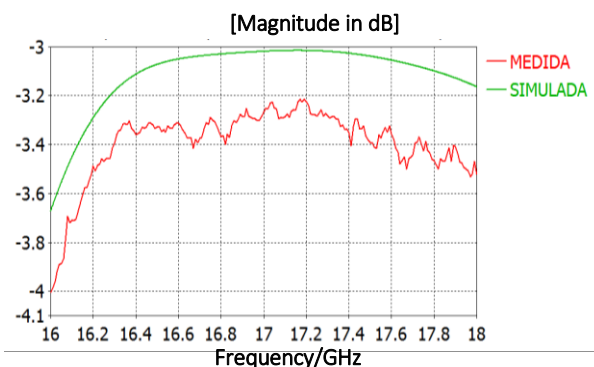


Figura 3-64: Comparativa del parámetro S_{31} medido y simulado para el modo TE_{10}

Las conclusiones extraídas de las medidas son las siguientes:

- Los coeficientes de transmisión medidos son bastante similares a los simulados.
- Se aprecia un rizado en las medidas, seguramente debido a pequeños errores en el proceso de calibración realizado.
- En algunos casos, cierta caída del nivel de transmisión máximo (sobre todo en el modo TE_{10}). Seguramente sea debido a una mezcla de efectos tales como las imperfecciones en la fabricación de la red o de las transmisiones de entrada o las pérdidas por conducción del aluminio (el prototipo no tiene un metal perfecto, sino que tiene un metal con su conductividad propia y, por tanto tiene pérdidas del conductor).

También se puede ver como son las diferencias de fase entre las puertas para ambos modos.

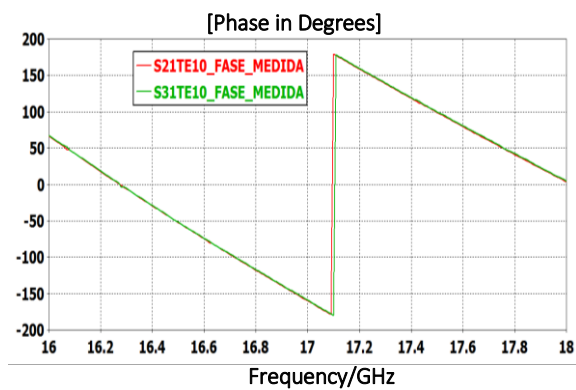


Figura 3-66: Comparativa de la diferencia de fases entre puertos de salida para el modo TE_{10}

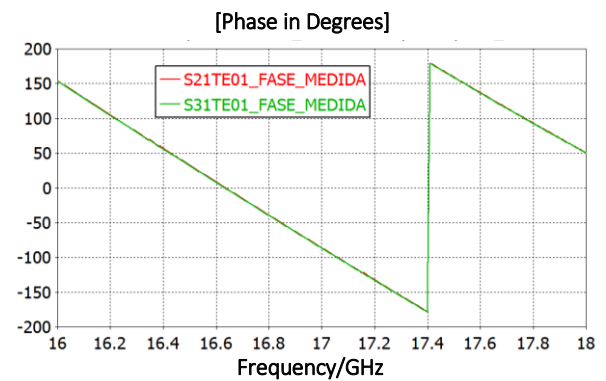


Figura 3-65: Comparativa de la diferencia de fases entre puertos de salida para el modo TE_{01}

4 Diseño del divisor 1 - 4

4.1 Introducción

Una vez se ha diseñado un divisor 1-2 se quiere dar un paso más para poder dividir la señal de entrada en 4 señales de salida, para cada modo, por lo que en este capítulo se va a abordar el diseño sin construcción de un divisor 1-4. Cabe destacar que en este TFG no se ha diseñado una antena, pero el objetivo es diseñar un divisor 1-4 que alimente un array de cuatro antenas por lo que se debe tener en cuenta la teoría de arrays de antenas explicada en la sección 2.3.3.

Para ello en principio bastaría con diseñar un nuevo divisor con los puertos de salida muy juntos (divisor en Y), pero debido a que la finalidad es alimentar antenas no basta con eso sino que se debe tener muy en cuenta el problema del grating lobe (réplica del lóbulo principal del diagrama de radiación de un array de antenas que puede aparecer para distancias entre elementos radiantes superiores a $\frac{\lambda_0}{2}$, tal y como se explicó en la sección 2.3.3) por lo que será necesario modificar también el divisor 1-2 para que las salidas estén a la distancia adecuada.

4.2 Diseño divisor 1-2 en Y

Debido a que en el divisor 1-2 en T los puertos de salida están muy separados, se produciría grating lobe por consiguiente se debe rediseñar de forma que los puertos de salida estén lo más próximos entre sí, cumpliendo así ya que $\lambda_0 = 17.64$ mm a 17 GHz y el lado de la guía es $a = 10.6$ mm. Si se deja una separación entre los bordes de las guías de salida de 1 mm (para que sea mecanizable al igual que se hizo con el divisor 1 a 2 que construimos) se tendría una distancia entre guías (o elementos radiantes) de 11.6 mm. Por lo que, la distancia mínima entre elementos es de $0.65\lambda_0$ ($11.6/17.64 = 0.65$). Por lo tanto, debido al lado "a" de la guía de onda, será imposible que $d_{\min} = 0.65\lambda_0 < \lambda_0/2$. Sin embargo, el hecho de acercarlos lo máximo posible conseguirá que se reduzca el grating lobe lo máximo posible. Con $d = 0.65\lambda_0$ y un desfase 0 entre las puertas de salida, el grating lobe no sería ni siquiera apreciable.

Por lo tanto el proceso para diseñar este divisor es muy similar al diseño en T por lo que, con el fin de ahorrar espacio en la memoria no se va a hacer un análisis tan exhaustivo como en el diseño anterior, ya que para su diseño se ha partido del divisor en T, y se han juntado los puertos de salida, por lo que las discontinuidades son similares a las del divisor en T con la salvedad de que para este caso no se usa el septum, debido a que las guías van en la misma dirección que el puerto de entrada, por lo que la propia separación (d_{puertos}) forma un septum.

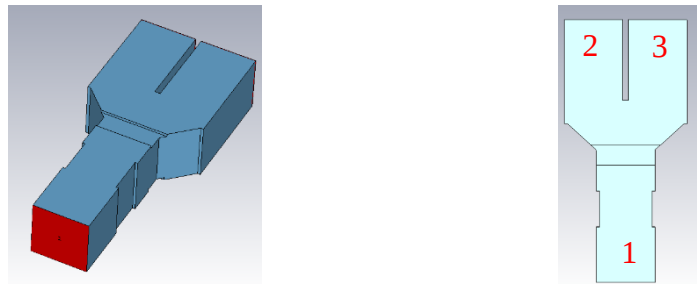


Figura 4-1: Divisor en Y en el software CST

Aunque se ha partido del diseño en T, al acercar tanto los puertos de salida en el divisor en T, las discontinuidades están tan cerca que desadaptan mucho la estructura y que, por lo tanto conlleva un nuevo rediseño de la misma (sobre todo en el septum) para readaptarla, llegando al llamado divisor en Y, entonces con el fin de lograr la adaptación se han variado un poco algunos de los parámetros de las discontinuidades. Estos cambios se pueden ver reflejados en la siguiente tabla:

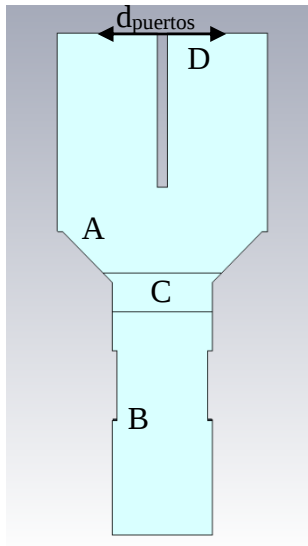


Figura 4-2: Discontinuidades divisor en Y

A) Unión en rampa
• $W_2 = 5.3 \text{ mm}$
• $L_2 = 5.3 \text{ mm}$
B) Chaflanes laterales
• $X_{\text{Prof}} = 0.5 \text{ mm}$
• $Z_{\text{Pos}} = 17 \text{ mm}$
• $Z_{\text{Long}} = 7.2 \text{ mm}$
C) Chaflanes superiores e inferiores
• $A_{\text{Chaf}} = 6 \text{ mm}$
• $P_{\text{Chaf}} = 0.5 \text{ mm}$
• $L_{\text{Inf}} = 4 \text{ mm}$
• $L_{\text{Sup}} = 0 \text{ mm}$
D) Distancia entre puertos
• $d_{\text{puertos}} = 11.654 \text{ mm} = 0.65\lambda_0$

Tabla 4-1: Valores de los parámetros de las discontinuidades en el divisor en Y

Los resultados que se obtienen de adaptar el divisor en Y son los que se pueden observar en las siguientes figuras:

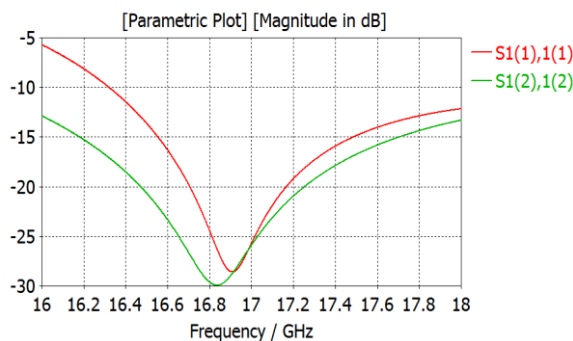


Figura 4-4: Parámetros S11 de cada modo para el divisor en Y

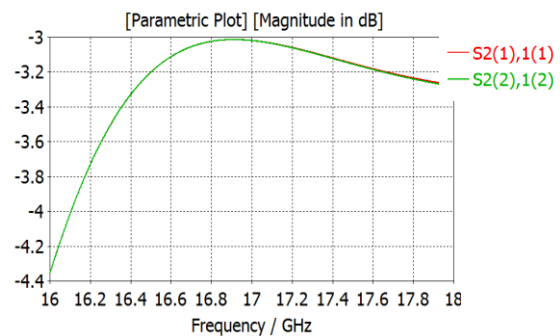


Figura 4-3: Parámetros de transmisión de cada modo para el divisor en Y

Analizando los resultados se puede ver que el parámetro de reflexión (Figura 4-3) para ambos modos está adaptado por debajo de -10dB en torno al 9.9 % del ancho de banda del TE₁₀ y en toda la banda para el TE₀₁. Por otro lado en la figura 4-4 se puede ver que la división de la señal entrante en ese ancho de banda se realiza correctamente repartiendo de forma equitativa la potencia a cada puerto en torno a -3 dB. Los modos cruzados no se muestran ya que se encuentran por debajo de -60dB. Las fases tampoco se muestran ya que la diferencia de fase entre los puertos de salida es nula.

4.3 Modificación del diseño 1-2 para adaptarlo a una red 1-4

Debido a que la finalidad del proyecto es el diseño de un divisor, para alimentar posteriormente varias antenas, se deben tener muy en cuenta las especificaciones de las antenas en arrays, por lo que las antenas deben estar colocadas a una distancia fija y lo más cerca posible a la que $d_{\min}=0.65\lambda_0$ tal y como se explicó en la sección 4.2.

Esto se solucionó diseñando divisores en Y, pero el problema surge al conectar en la T los divisores en Y ya que las distancias entre puertos no es igual tal y como se puede observar en la figura 4-5, por lo que es necesario modificar el divisor 1-2 en T para que la distancia entre puertos sea igual a la distancia d_{puertos} diseñada en la Y.

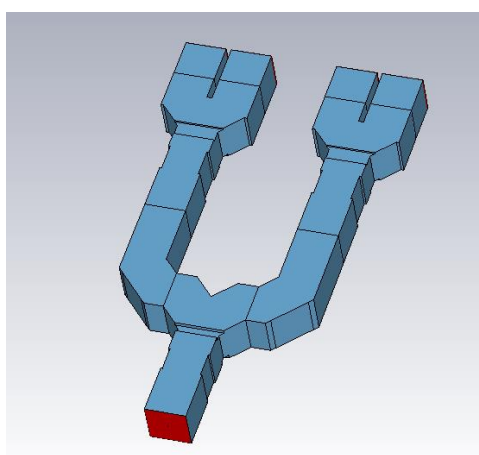


Figura 4-5: Divisor 1-4 con distancia entre puertos diferente

Con el fin de pasar de un divisor 1-2 a un divisor 1-4 es necesario modificar la estructura del divisor en T para que no se produzca solapamiento de las señales cuando se conecten los arrays de antenas a cada una de sus salidas, por lo tanto se modifica haciendo al codo parte del divisor, por lo que se junta hasta la distancia necesaria calculada para que al incorporar los divisores en Y estos queden a la distancia d_{puertos} . (Ver figura 4-6)

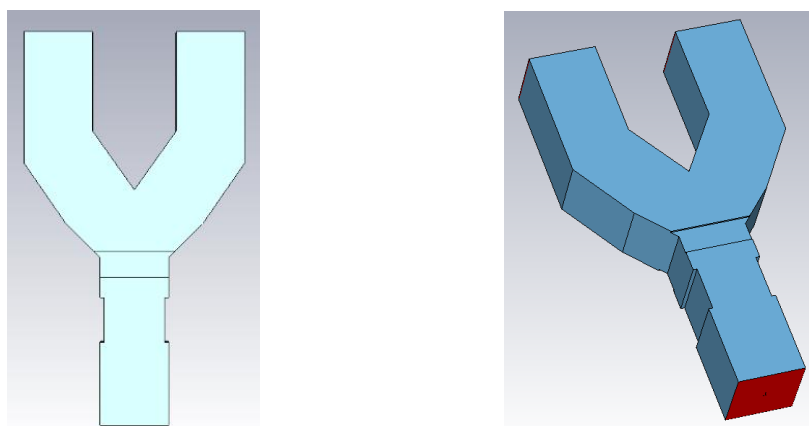


Figura 4-6: Divisor 1-2 en T modificado.

Los resultados obtenidos después de la modificación son los siguientes:

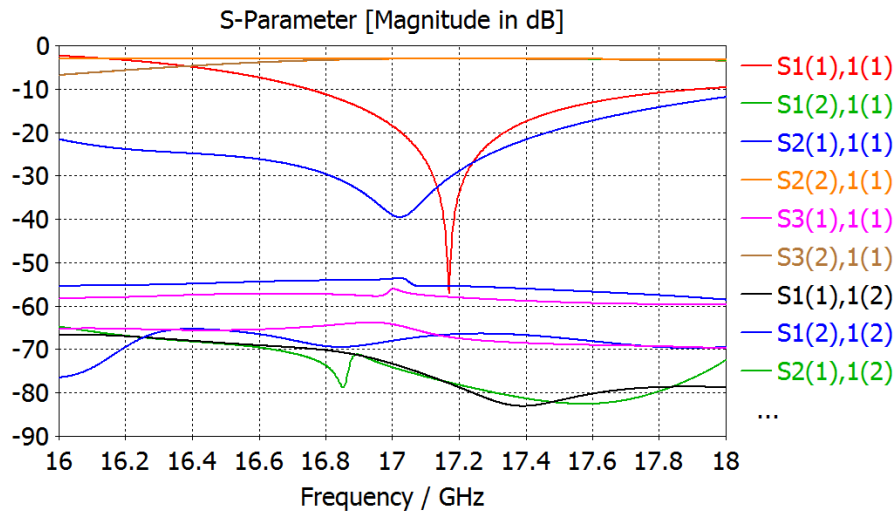
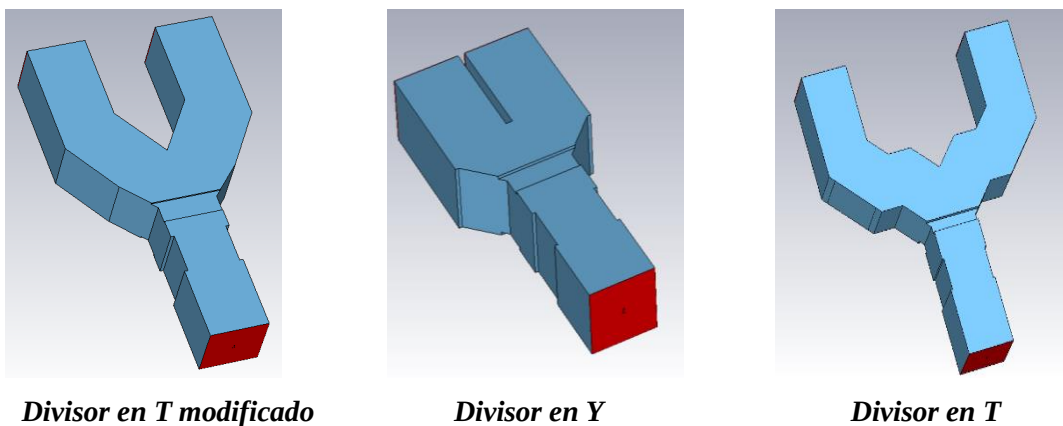


Figura 4-7: Parámetros S para cada modo del divisor modificado

- Los modos cruzados se encuentran por debajo de -55 dB
- Para el TE_{10} el $BW(\%)_{-10dB} = 7.06 \%$
- Para el TE_{01} el BW está por debajo de -10dB en toda la banda de trabajo.
- Cumple con las especificaciones de transmisión, dando 3 dB a cada puerto.

Comparando estos resultados con los obtenidos anteriormente en el divisor 1-2 en T se puede ver que este nuevo divisor modificado los modos de propagación se comportan al revés, siendo el modo TE_{10} esta vez el que tiene menor ancho de banda y el modo TE_{01} el que tiene toda la banda de trabajo por debajo de -10dB por lo que se extrae como conclusión que este divisor en T modificado se comporta más bien como un divisor en Y, ya que si se miran los resultados del análisis del divisor en Y se puede ver que el modo con más ancho de banda es el TE_{01} al igual que ocurre con el divisor en T modificado.

Se puede ver en la figura 4-8 que el diseño en Y es de una estructura más parecida al diseño del divisor en T modificado.



Divisor en T modificado

Divisor en Y

Divisor en T

Figura 4-8: Comparativa de las estructuras de los divisores diseñados en CST

4.4 Unión final en red 1-4.

Una vez diseñados todos los componentes para hacer una red divisoria 1-4, se procede a unir al divisor en T modificado, dos divisores en Y, de forma que la señal se divida en cuatro puertos de salida, tal y como se puede ver en la figura 4-9.

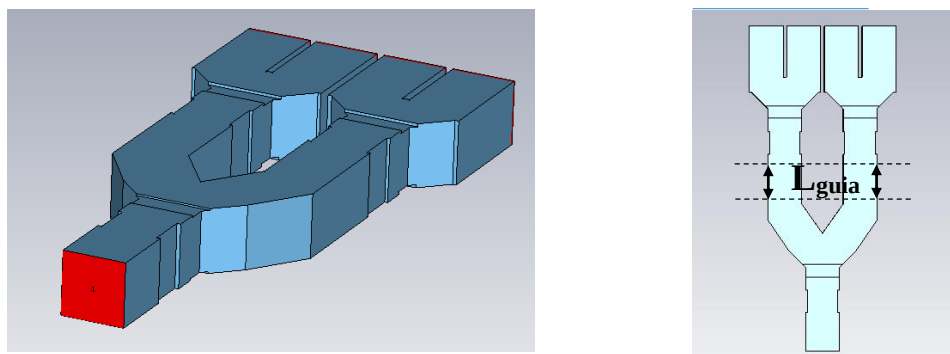


Figura 4-9: Diseño de divisor 1-4 en CST.

Un concepto muy importante a la hora de unir los componentes para formar la red, es ver qué longitud de guía e debe de dejar entre la guía de salida de la red en T modificada y de la guía de entrada de la correspondiente red en Y. Este parámetro va a determinar que tenga una mejor o peor adaptación, para ello se define un segmento de guía de longitud L_{guia} entre las uniones y se simula para ver qué valor permite mejor adaptación.

Se realiza una variación del parámetro en el siguiente intervalo $0 \text{ mm} < L_{guia} < 10 \text{ mm}$ y los resultados son los siguientes, donde la gráfica en negro es la correspondiente al valor $L_{guia} = 1\text{mm}$

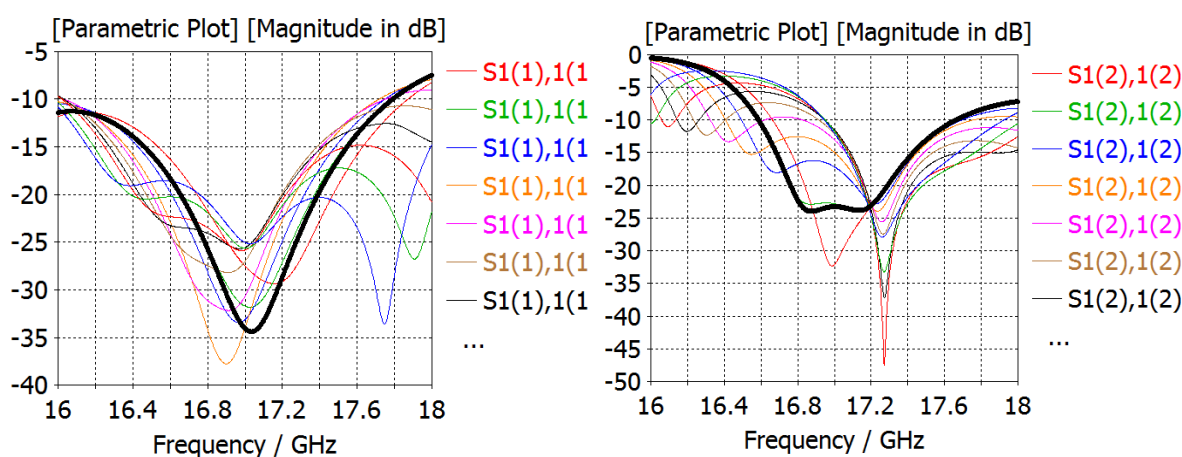


Figura 4-10: Parámetros S11 para ambos modos Variando del parámetro L_{guia}

Se puede extrapolar viendo los resultados que a mayor longitud la frecuencia de resonancia se desplaza hacia frecuencias mayores, pero mantiene un buen ancho de banda por debajo de -10dB para el modo TE_{10} y para el modo TE_{01} a longitudes mayores la frecuencia de resonancia se fija en 17.3 GHz y el ancho de banda no varía mucho.

Los resultados obtenidos de simular el divisor 1-4 serían los siguientes:

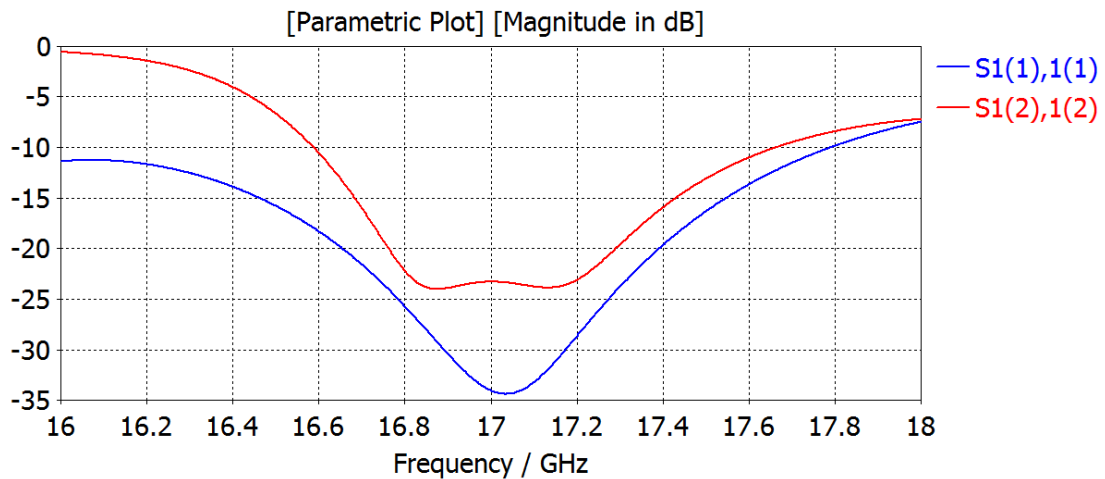


Figura 4-11: Parámetros S_{11} para ambos modos del divisor 1-4

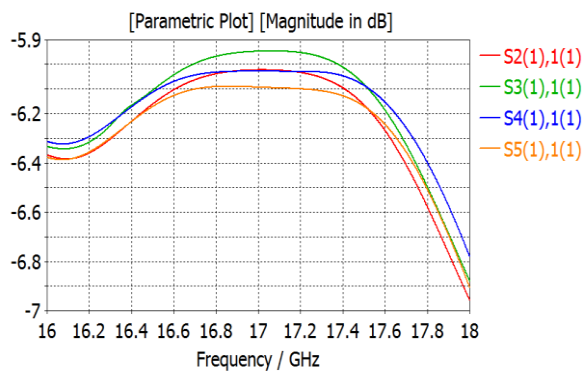


Figura 4-13: Parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} para el modo TE_{10} del divisor 1-4

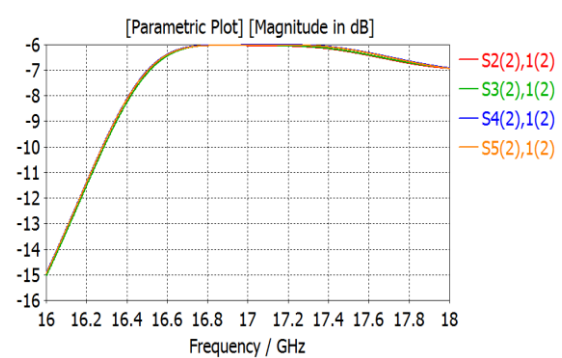


Figura 4-14: Parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} para el modo TE_{01} del divisor 1-4

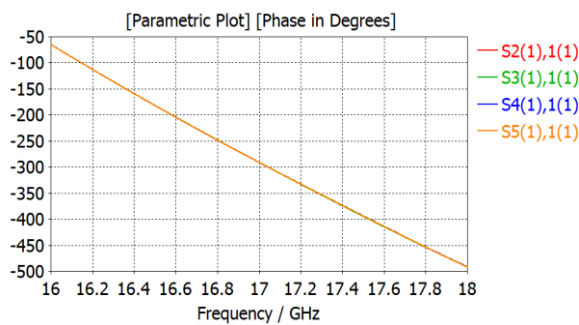


Figura 4-15: Diferencia de fase de los parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} para el modo TE_{10} del divisor 1-4

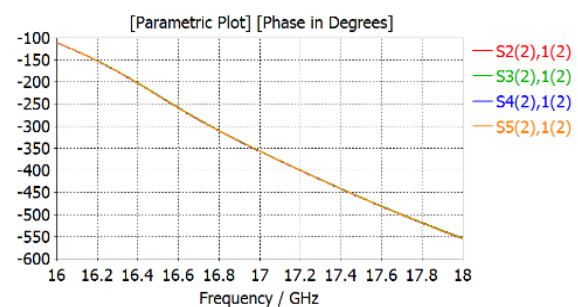


Figura 4-16: Diferencia de fase de los parámetros S_{21} , S_{31} , S_{41} y S_{51} para el modo TE_{10} del divisor 1-4

A la vista de los resultados obtenidos tras la simulación se puede ver que para el modo TE_{10} el ancho de banda es de 10.53% y para el modo TE_{01} es de 6.35%. Por otro lado las transmisiones se efectúan correctamente repartiendo un 25% de la potencia a cada puerto de salida lo que corresponde a 6 dB. Por último se puede ver que la diferencia de fases entre puertos para cada modo es nula.

Análisis de modos superiores

Tal y como se explicó anteriormente, en la guía de onda existen todos los modos, y tan solo se propagan sin estar atenuados los que correspondan su frecuencia de corte con la banda de trabajo tal y como se vió en la figura 3-3. Por lo tanto se hace un estudio para ver cómo se comportan los 8 primeros modos en la guía, mostrando en la siguiente imagen tan solo los superiores a los dos modos principales. Se puede ver que todos están atenuados por debajo de -45 dB.

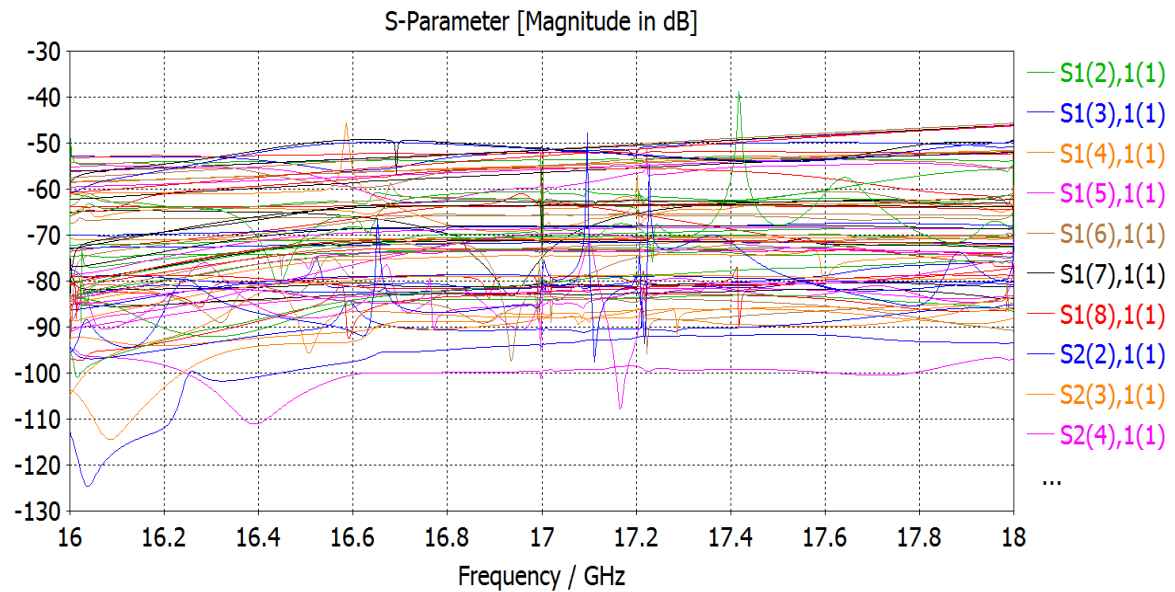


Figura 4-47: Análisis de modos superiores

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

Una vez finalizado este TFG con nombre “Diseño de redes de alimentación corporativas en guía de onda cuadrada para polarización dual” se van analizar las etapas que se han ido siguiendo para desarrollarlo, detallando los problemas encontrados y las soluciones aplicadas.

En la primera parte se ha diseñado un primer divisor 1-2 partiendo de una estructura formada por dos guías cuadradas, en forma de T, este divisor fue analizado y los resultados fueron nefastos. Ya que no hacía correctamente su labor de repartir a cada puerto de salida la mitad de potencia para cada modo de propagación. Por lo tanto se decidió incorporar una serie de modificaciones sobre la guía en cuestión.

Estas modificaciones han sido fruto de numerosas pruebas, llevando a cabo un primer diseño con bocados cilíndricos a los lados de las guías, que posteriormente fueron cambiados por tramos rectos ya que se pensó que para ser construido se debían evitar los tramos curvos. Por otra parte inicialmente se diseñó una discontinuidad en las caras superior e inferior de la guía, la cual nos permitía adaptar el modo TE_{01} perfectamente, pero finalmente se decidió no incluirla ya que podría generar problemas en el proceso de construcción y se buscó una alternativa realizable, que fueron los bocados superiores e inferiores en la zona de transición de ambas guías.

Este proceso para lograr adaptación ha ocupado la mayor parte del proyecto, puesto que uno de los objetivos principales era lograr el mayor ancho de banda posible, pero al tener dos modos, era difícil buscar el equilibrio entre ambos ya que al adaptar uno el otro se desadaptaba, por lo que se tuvo que entender muy bien el funcionamiento de cada discontinuidad para finalmente llegar al objetivo con el mayor ancho de banda posible.

Una vez llegado al objetivo, es decir una vez diseñado el primer divisor 1-2, se acortaron las guías de los extremos para unirlos a una estructura, llamada codo, este codo tiene la finalidad de realizar un giro de la onda sin alterar su módulo, en este caso el giro es de 90 grados.

Esta estructura, formada por el divisor 1-2 y dos codos, finalmente se decidió construirla con el objetivo de contrastar los resultados obtenidos en las simulaciones. Para poder enviarla a construir, se tuvo que realizar un proceso de mecanización en CST, donde se insertó en una pieza metálica la guía constituida por aire. Este proceso se realizó solamente para una de las dos partes simétricas según el eje transversal de la red divisoria, ya que la idea era unir las dos piezas simétricas una vez construidas. Para ello se insertaron unos agujeros en la superficie metálica con el fin de fijar correctamente ambas partes.

Debido a que el analizador de redes con el que se iba a medir en el laboratorio RFCAS constaba de una guía estándar WR51 para realizar las mediciones, se tuvo que diseñar una pequeña transición de guía cuadrada a guía rectangular WR51. Estas transiciones deben adaptarse al modo que se quiera medir, ya que al no disponer de varios OMTs las medidas tuvieron que hacerse alimentando con un único modo y orientando la guía WR51 con las transiciones, según la forma del campo del modo correspondiente.

Al diseñar los agujeros para los tornillos de sujeción de las transiciones a la red divisoria y a la guía WR51, se tenía el problema de que al girar las transiciones estos quedaban descuadrados, debido a la simetría de la red, por lo que se estudió una posición ladeada para que cuando se girasen las transiciones cuadraran perfectamente.

Los resultados obtenidos del análisis del prototipo diseñado han sido bastante favorables, ya que realizan correctamente la división de ambos modos en modulo y la diferencia de fases es nula, tal y como se mostraba en los resultados de las simulaciones.

Una vez construido se procedió a dar un paso más y diseñar un nuevo divisor 1-2 que unido al que ya se tenía formarían un divisor 1-4. Para ello se diseñó un divisor en forma de Y, este divisor en parte tiene la estructura del divisor en T, tan solo que al acercar tanto los puertos de salida se desadaptó y el septum del divisor en T se suprimió. Por lo tanto el proceso de diseño de este nuevo divisor en Y, fue bastante más sencillo que el anterior ya que al conocer el comportamiento del divisor anterior, fue más simple lograr la adaptación de ambos modos.

Al unir todos los divisores, y formar la red 1-4 se observó que la distancia entre los puertos no era simétrica, debido en parte al codo del primer divisor, por lo que se tuvo que rediseñar el primer divisor de forma que el codo fuera parte del propio divisor. Esto acercó lo suficiente los puertos para mantener una distancia fija entre los 4 puertos de salida. Esta distancia es de 0.65λ , lo que permite más o menos no generar la replicación del lóbulo principal cuando se conecte el array (Grating lobe).

Una vez finalizado este proyecto llegó a la conclusión de que el análisis de guías con dos modos, restringe el ancho de banda en parte por la dependencia entre modos. Como la finalidad de este proyecto es alimentar antenas, se ha fijado el margen para medir el ancho de banda en -10dB. Este es un ancho suficiente como para seguir diseñando divisores corporativos con el fin de alimentar antenas con doble polarización.

5.2 Trabajo futuro

Como trabajo futuro, se podría construir la red 4-1 para medir y comprobar que se comporta tal y como se ha diseñado. Por otro lado sería interesante probar cómo se comporta al alimentar al array de antenas que se está diseñando en el RFCAs o por el contrario diseñar 4 elementos unitarios que radiasen con doble polarización y aprovechar las ventajas que tiene la red de poder transmitir dos señales en el espacio de banda de 1 señal.

Por último sería interesante construir más transductores de guía de onda para así poder separar las señales de cada puerto y no depender de alguien que gire la guía de alimentación para alimentar con un modo u otro.

Referencias

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering– Microwave Network Analysis*, John Wiley & Sons, 2005.
- [2] J. A. Ruiz Cruz, *Apuntes de la Asignatura Medios de transmisión, IV.3. Guía de onda rectangular & V. Parámetros S*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2012.
- [3] Proyecto final de Carrera de Alfonso Tomás Muriel Barrado. “Diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda” Julio 2015. Tutor: J. L. Masa Campos.
- [4] J. L. Masa Campos, *Apuntes de la Asignatura Antenas y compatibilidad electromagnética, Tema 4. Arrays*, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2014.

Anexos

A Manual de instalación



CST Studio Suite

La herramienta CST Studio Suite especializada en simulación 3D de problemas electromagnéticos y el diseño de dispositivos de alta frecuencia ha sido el principal recurso software utilizado a lo largo del desarrollo de este TFG. En el grupo de investigación RFCAS de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid se dispone de la versión 2014.

Dispositivos de alta frecuencia tales como filtros, resonadores, antenas, acopladores, estructuras multicapa o fenómenos de integridad de señal o de compatibilidad diseño de agrupaciones de antenas alimentadas con redes corporativas en tecnología de guía de onda electromagnética pueden ser diseñados y simulados gracias a esta herramienta. Además, permite al diseñador importar y exportar los modelos diseñados.

De esta manera, podemos generar ficheros CAD o IGES para generar los planos de los diseños en programas como AutoCAD o Solid Edge. Este esquema de operación es el que se ha seguido como paso previo a la construcción de los diseños de las redes de alimentación en 3D, además del prototipado de los sustratos sobre los que se imprimen los elementos radiantes en 2D.

B Desarrollo de las ecuaciones de Helmholtz

Se parte de las ecuaciones de Maxwell en forma fasorial, en un medio libre de fuentes.

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= j\omega\epsilon\vec{E} \\ \nabla \cdot \vec{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \vec{H} &= 0\end{aligned}$$

A la ecuación de cada campo se le aplica el rotacional.

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla \times (-j\omega\mu\vec{H}) = -j\omega\mu(\nabla \times \vec{H}) = -j\omega\mu j\omega\epsilon\vec{E} = \omega^2\mu\epsilon\vec{E} = -\gamma_0^2\vec{E}$$

Por otro lado definimos el operador Laplaciano vectorial aplicado a las ecuaciones de maxwell como:

$$\Delta\vec{E} \equiv \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\nabla \times (\nabla \times \vec{E})$$

Por lo que juntando las ecuaciones anteriores llegamos a:

$$\Delta \vec{E} = -\gamma_0^2 \vec{E}$$

Despejando obtenemos la ecuación de Helmholtz para el campo eléctrico.

$$\Delta \vec{E} + \gamma_0^2 \vec{E} = 0$$

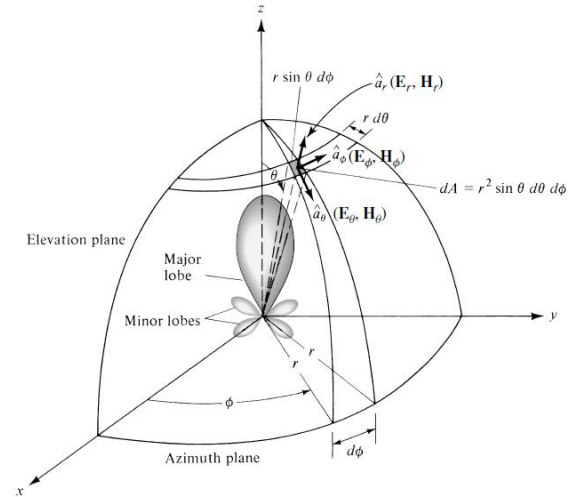
Análogamente al desarrollo anterior se puede llegar a la ecuación de Helmholtz para el campo magnético.

$$\Delta \vec{H} + \gamma_0^2 \vec{H} = 0$$

C Sistema de referencia de los diagramas de radiación.

El sistema más utilizado es el de coordenadas esféricas, este está definido por tres coordenadas.

- **Radio r :** distancia al origen.
- **Angulo polar θ :** ángulo con respecto al eje z .
- **Azimet ϕ :** ángulo con respecto al eje x .



Cartesianas - esféricas

$$x = r \sin \theta \cos \phi \quad y = r \sin \theta \sin \phi \quad z = r \cos \theta$$

$$\begin{pmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ -\sin \phi & \cos \phi & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} \hat{x} \\ \hat{y} \\ \hat{z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi & \cos \theta \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \sin \phi & \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{r} \\ \hat{\theta} \\ \hat{\phi} \end{pmatrix}$$

Cuando se representa el diagrama de radiación de una antena se suele hacer en 2D en formas de curvas de nivel o planos de corte.

Por lo que definimos dos planos:

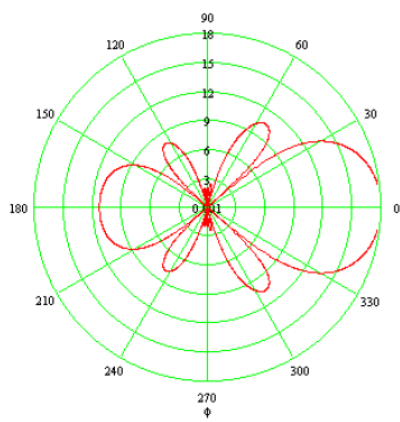
Plano E: Aquel plano del espacio que contiene a la dirección de máxima radiación y al vector de polarización de la antena.

Plano H: Aquel plano que contiene a la dirección de máxima radiación pero es perpendicular al plano E.

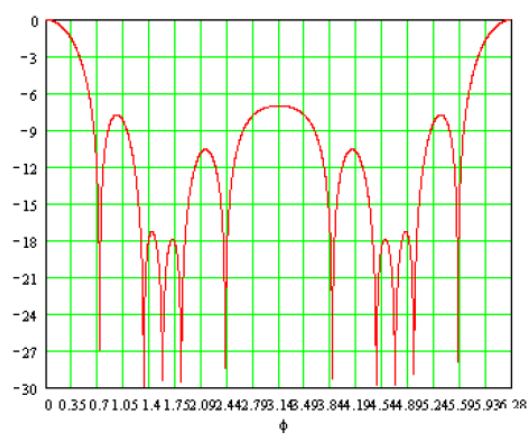
Estos dos planos se representan en coordenadas polares o cartesianas.

La representación en coordenadas polares nos muestra el reparto de radiación angularmente en el espacio, representada por una circunferencia.

La representación en coordenadas cartesianas nos representa de una forma mas clara los lóbulos de radiación. Es mas útil para buscar los lóbulos secundarios.

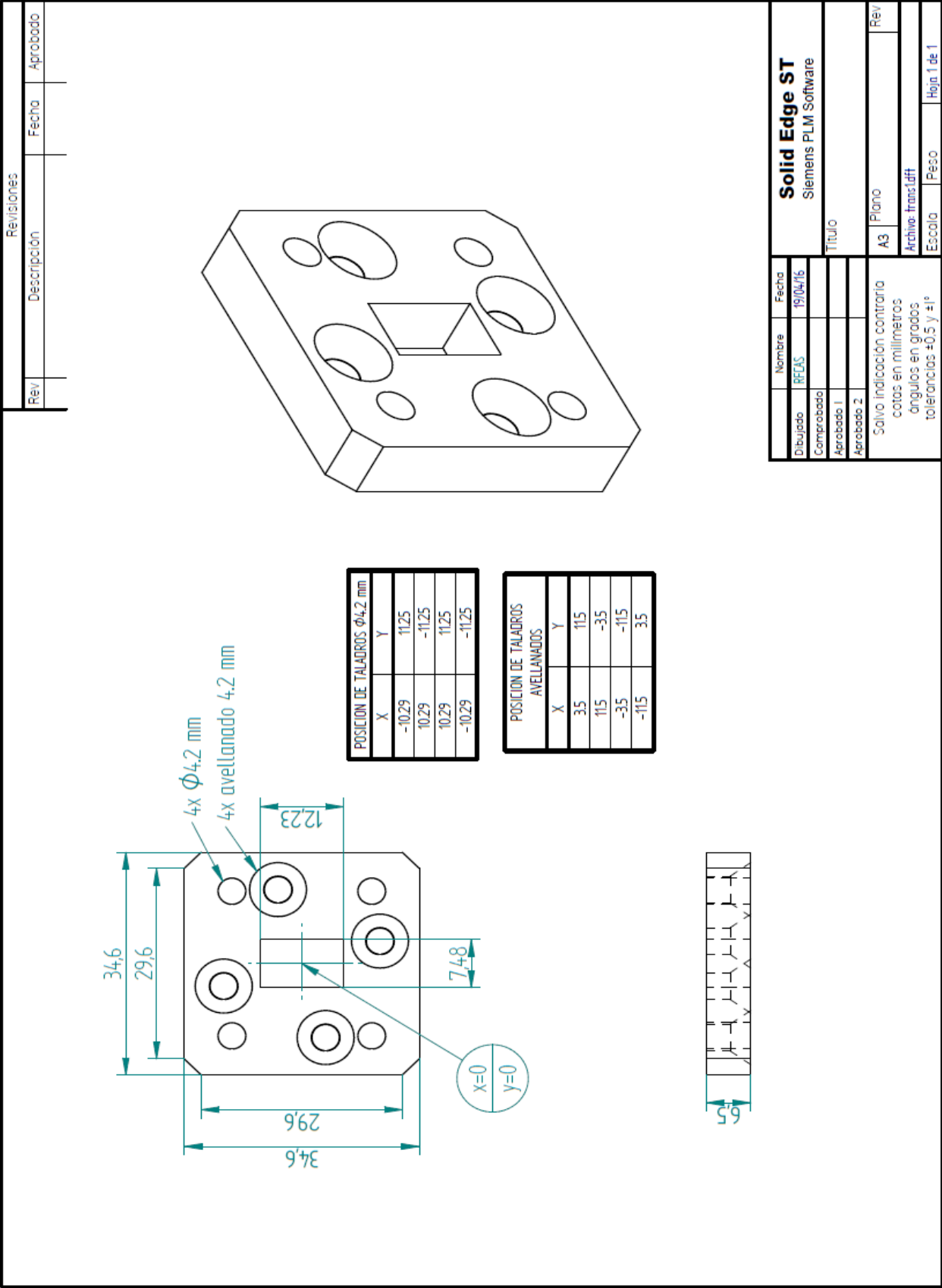


Coordenadas polares.



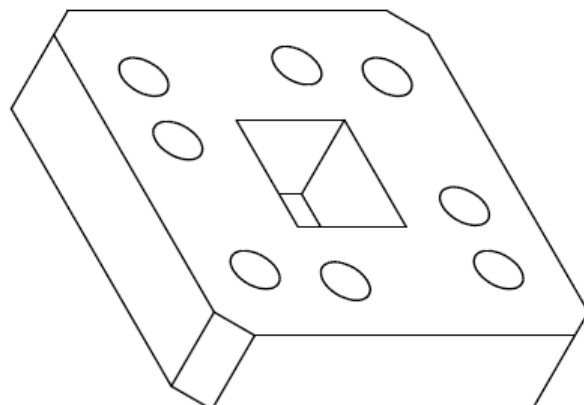
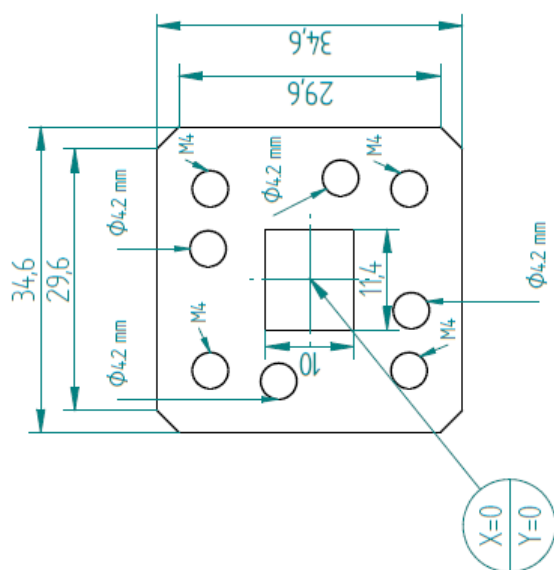
Coordenadas cartesianas.

D Planos de fabricación

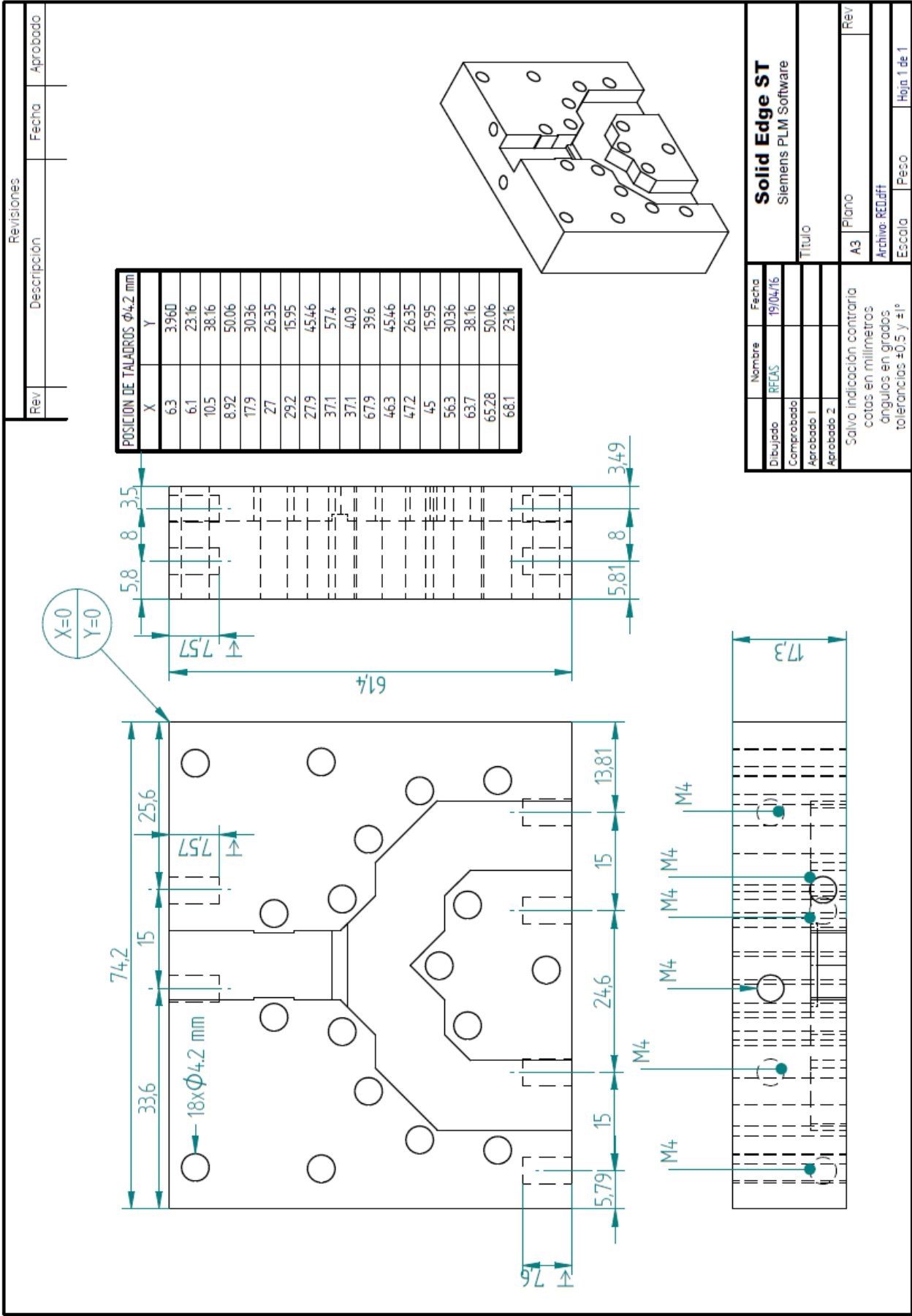


POSICION DE TALADROS M4	
X	Y
-10.29	1125
10.29	-1125
10.29	1125
-10.29	-1125

	X	Y
	3.5	11.5
	11.5	-3.5
	-3.5	-11.5
	-11.5	3.5



	Nombre	Fecha
Dibujado	RFUS	19/04/16
Corregido		
Aprobado 1		
Aprobado 2		
Solid Edge ST Siemens PLM Software		
Título		
A3	Plano	Rev
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias $\pm 0,5$ y ± 1		
Archivo: trans2.dft		
Escala	Peso	Hojas 1 de 1



Revisiones		
Rev	Descripción	Fecha

Nombre		Fecha
Dibujado		19/04/16
Comprobado		
Aprobado 1		
Aprobado 2		
Salvo indicación contraria cotas en milímetros ángulos en grados tolerancias ± 0.3 y $\pm 1^\circ$		
Título		
Plano		Rev
Archivo: RED.iff		
Escala		Peso
Hojas		Hoja 1 de 1

Solid Edge ST

Siemens PLM Software