

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

**MODELOS DE ANÁLISIS Y DISEÑO DE DISPOSITIVOS EN GUÍA
INTEGRADA EN SUSTRATO PARA BANDA KU**

Pablo Pascual García

SEPTIEMBRE 2012

MODELOS DE ANÁLISIS Y DISEÑO DE DISPOSITIVOS EN GUÍA INTEGRADA EN SUSTRATO PARA BANDA KU

AUTOR: Pablo Pascual García

TUTOR: Jorge A. Ruiz Cruz

Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas.



Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Septiembre de 2012

Resumen

El objetivo de este proyecto es aprovechar la tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide) para el diseño de filtros y divisores, partiendo de diseños en guía de onda tradicional, los cuales ofrecen bajas pérdidas. La tecnología SIW permite construir guías de onda en tecnología impresa con un coste de fabricación reducido, así como menor volumen y peso.

La primer parte consistirá en desarrollar un programa que calcule las dimensiones de un filtro en guía de onda dadas unas especificaciones de frecuencias de corte, pérdidas de inserción, orden del filtro... A partir de dicho programa, se diseñarán distintos filtros tanto en guía de onda como en SIW. Se llevará a cabo también la construcción y medida de un filtro en SIW.

Además de lo anterior, se diseñarán distintos divisores tanto de plano E (mantienen la anchura constante y varían la altura de la guía) como de plano H (mantienen la altura y varían la anchura). Estos se combinarán con los filtros diseñados anteriormente para conseguir filtros capaces de manejar el doble de potencia.

Palabras clave

Guía de onda, SIW, divisor de potencia, filtro paso banda, iris, cavidad resonante, parámetros S, sustrato, pérdidas, adaptación, reflexión, transmisión, modo, resonador, discontinuidad, método de las pérdidas de inserción, respuesta tipo Chebyshev.

Abstract

The goal of this project is to use the Substrate Integrated Waveguide technology to design filters and power dividers. In the first stage, components in conventional waveguide are designed. These are manufactured later in printed circuited board thanks to the SIW technology with low cost, weight and size.

Firstly, a program is made in this project used to calculate the dimension of a filter. It takes as input arguments the central frequency, the bandwidth, the return loss... and returns as output the length of the resonators and the size of the irises. Rectangular waveguide filters and SIW filters are designed using this program. A SIW filter is manufactured and measured in this project to proof the validity of the coded algorithm.

Power dividers (H-plane and E-plane) and filters are also addressed in this project. In an H-plane divider, the height of the component is constant, whereas the width changes. On the other hand, in an E-plane, the width is constant and the height changes. These power dividers are combined with the filters designed before, in order to achieve filters which are able to handle double the power of conventional filters. A novel dual-polarization structure is proposed for this goal.

Key words

Waveguide, SIW, power divider, bandpass filter, iris, resonant cavity, S parameters, substrate, losses, adaptation, reflection, transmission, mode, resonator, discontinuity, insertion loss method, Chebyshev response.

Agradecimientos

En primer lugar a mi tutor por darme la oportunidad de realizar este proyecto con él, por su dedicación y por transmitirme su entusiasmo por la carrera.

Dar las gracias también a los demás profesores del grupo RFCAS:

A José Luis por ofrecerme la posibilidad de entrar en el grupo y estar siempre atento.

A Bazil, por su compañía durante todo este año, llena de conversaciones de todo tipo, por saber motivar y estar siempre dispuesto a ayudar.

A los compañeros de laboratorio, con los cuales he pasado un gran año lleno de buenos momentos, y con los que he compartido muchas horas de eternas simulaciones.

A mis compañeros de la carrera, gracias a los cuales las interminables jornadas en la Escuela se llevaban mejor, y las infinitas prácticas se hacían más soportables. Gracias también por todas las experiencias y buenos momentos que hemos pasado, y por esos viajes. ¡Sois los mejores!. Agradecer especialmente:

A Daniel, por estar siempre atento y dispuesto a sacarme una sonrisa en los momentos difíciles. Gracias porque este año no habría sido igual sin tu apoyo.

A Javier, la primera persona que conocí en la carrera y con quien he tenido horas y horas de conversaciones y paseos, y que se ha convertido en un gran amigo dentro y fuera de la Escuela.

A Sergio S., por compartir conmigo tantas horas frente al ordenador y estar siempre en los buenos y en los malos momentos, y no rendirse nunca a pesar de las adversidades.

A mis amigos, porque sin ellos esto habría sido mucho más difícil. Por enseñarme tantas cosas durante todos estos años, y compartir multitud de situaciones y experiencias de todo tipo.

A mi familia, en especial a mis padres. Gracias por creer en mí, apoyarme durante todo este tiempo y hacer que la carrera fuera más llevadera.

Y en general, a todas las personas que he conocido y me han aportado algo durante todos estos años.

Gracias a todos.

Índice

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	MOTIVACIÓN	1
1.2	OBJETIVOS Y ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA	3
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	5
2.1	TEORÍA DE GUÍAS DE ONDA	5
2.1.1	<i>Modos de propagación</i>	5
2.1.2	<i>Guía de onda rectangular</i>	6
2.1.3	<i>Guía de onda circular</i>	9
2.2	TEORÍA MICROSTRIP	11
2.3	TECNOLOGÍA SIW (SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE)	13
2.4	DISEÑO DE FILTROS	14
2.4.1	<i>Método de las pérdidas de inserción</i>	15
2.4.2	<i>Resonadores</i>	21
2.4.3	<i>Líneas de transmisión como resonadores</i>	26
2.4.4	<i>Cavidades rectangulares como resonadores</i>	29
2.4.5	<i>Inversores de impedancia y admitancia</i>	30
3	DISEÑO DE FILTROS EN GUÍA RECTANGULAR	35
3.1	INTRODUCCIÓN	35
3.2	DISEÑO DE FILTROS DE IRIS EN GUÍA DE ONDA	35
3.3	OPTIMIZACIÓN	37
3.4	EJEMPLO DE DISEÑO	38
3.4.1	<i>Caracterización guía de onda</i>	38
3.4.2	<i>Realización del diseño con elementos concentrados</i>	39
3.4.3	<i>Realización del diseño con elementos distribuidos</i>	41
3.5	DISEÑO DE FILTRO EN GUÍA DE ONDA CON DIELECTRICO $\epsilon_r \neq 1$	46
4	FILTROS EN SIW	47
4.1	INTRODUCCIÓN	47
4.2	EJEMPLO DE DISEÑO	47
4.2.1	<i>Caracterización de la SIW</i>	47
4.2.2	<i>Caracterización de la guía de onda</i>	48
4.2.3	<i>Transición SMA – microstrip – SIW</i>	49
4.2.4	<i>Diseño del filtro</i>	51
4.2.5	<i>Construcción</i>	55
4.2.6	<i>Medidas</i>	56
5	DIVISORES DE POTENCIA	63
5.1	INTRODUCCIÓN	63
5.2	DIVISORES PLANO E	64
5.2.1	<i>Diseño 1</i>	65
5.2.2	<i>Diseño 2</i>	66
5.2.3	<i>Diseño 3</i>	67
5.2.4	<i>Diseño 4</i>	68
5.2.5	<i>Resultados</i>	69
5.3	DIVISOR PLANO H	70

5.3.1	<i>Dos secciones adaptadoras</i>	70
5.3.2	<i>Tres secciones adaptadoras</i>	73
5.3.3	<i>Tres secciones adaptadores y pared central</i>	75
5.3.4	<i>Resultados</i>	79
5.4	DIVISOR DE DOBLE POLARIZACIÓN	80
6	FILTROS CON DIVISORES DE POTENCIA	83
6.1	INTRODUCCIÓN	83
6.2	FILTRO MÁS DIVISOR PLANO E	83
6.2.1	<i>Diseño 1</i>	85
6.2.2	<i>Diseño 2</i>	86
6.2.3	<i>Diseño 3</i>	87
6.2.4	<i>Diseño 4</i>	88
6.2.5	<i>Comparación de resultados</i>	89
6.2.6	<i>Estudio de las pérdidas</i>	91
6.3	FILTRO MÁS DIVISOR PLANO H	92
6.4	FILTRO EN GUÍA CUADRADA	94
7	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	97
7.1	CONCLUSIONES	97
7.2	TRABAJO FUTURO	98
ANEXOS	I
A	CONSTRUCCIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS	I
B	MEDIDAS CON EL ANALIZADOR DE REDES	III
C	ANÁLISIS DE REDES MULTIPUERTA	V
C.1	<i>Diseño 1</i>	VII
C.2	<i>Diseño 2</i>	IX
C.3	<i>Diseño 3</i>	X
C.4	<i>Diseño 4</i>	XII
C.5	<i>Resultados</i>	XIII

Índice de figuras

FIGURA 2-1: GEOMETRÍA DE UNA GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.	6
FIGURA 2-2: ATENUACIÓN DE LOS MODOS DE UNA GUÍA RECTANGULAR CON $A = 2 \text{ CM}$ (DE [2]).	8
FIGURA 2-3: GEOMETRÍA DE UNA GUÍA DE ONDA CIRCULAR.	9
FIGURA 2-4: ATENUACIÓN DE DISTINTOS MODOS EN UNA GUÍA CIRCULAR DE COBRE RADIO 2.54 CM (DE [2]).	10
FIGURA 2-5: GEOMETRÍA DE UNA LÍNEA MICROSTRIP	11
FIGURA 2-6: PROPAGACIÓN DE LOS CAMPOS EN UNA LÍNEA MICROSTRIP.	12
FIGURA 2-7: ESTRUCTURA DE UNA SIW.	13
FIGURA 2-8: EQUIVALENCIA ENTRE GUÍA RECTANGULAR CONVENCIONAL Y SIW (DE [1]).	13
FIGURA 2-9: PROTOTIPO PASO BAJO DE ORDEN 3 PARA FILTROS CHEBYSHEV Y BUTTERWORTH (DE [2]).	16
FIGURA 2-10: PROCESO DE DISEÑO DE UN FILTRO POR EL MÉTODO DE LAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN.	17
FIGURA 2-11: CONFIGURACIONES PARA EL PROTOTIPO PASO BAJO NORMALIZADO.	17
FIGURA 2-12: ESCALADO EN FRECUENCIA (DE [2]). (A) PROTOTIPO PASO BAJO. (B) TRANSFORMACIÓN EN FRECUENCIA.	18
FIGURA 2-13: TRANSFORMACIÓN PASO BANDA (DE [2]). (A) RESPUESTA PROTOTIPO PASO BAJO. (B) TRANSFORMACIÓN PASO BANDA.	19
FIGURA 2-14: CONFIGURACIÓN PASO BANDA.	20
FIGURA 2-15: RESUMEN TRANSFORMACIONES EN FRECUENCIA E IMPEDANCIA.	21
FIGURA 2-16: RESONADOR RLC SERIE (DE [2]). (A) CIRCUITO. (B) RESPUESTA.	22
FIGURA 2-17: RESONADOR RLC PARALELO (DE [2]). (A) CIRCUITO. (B) RESPUESTA.	25
FIGURA 2-18: RESONADOR SERIE CON LÍNEA DE TRANSMISIÓN $\lambda/2$ CORTOCIRCUITADA.	27
FIGURA 2-19: RESONADOR PARALELO CON LÍNEA DE TRANSMISIÓN $\lambda/4$ CORTOCIRCUITADA.	28
FIGURA 2-20: RESUMEN DE RESONADORES DE ELEMENTOS CONCENTRADOS Y DISTRIBUIDOS.	29
FIGURA 2-21: CAVIDAD RECTANGULAR.	29
FIGURA 2-22. INVERSORES (DE [2]). (A) IMPEDANCIA. (B) ADMITANCIA.	31
FIGURA 2-23: INVERSORES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA Y SUS EQUIVALENTES.	31
FIGURA 2-24: FILTRO PASO BANDA CON INVERSORES.	32
FIGURA 2-25: INVERSORES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA CON ELEMENTOS CONCENTRADOS.	32
FIGURA 2-26: INVERSOR DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA CON CIRCUITOS MIXTOS.	33

FIGURA 3-1: FILTRO DE IRIS EN GUÍA DE ONDA DE ORDEN 3.	35
FIGURA 3-2: FILTRO GUÍA DE ONDA. (A) IRIS. (B) MATRIZ S EQUIVALENTE. (C) RED T EQUIVALENTE.	36
FIGURA 3-3: FILTRO DE IRIS DE ORDEN 3 EN GUÍA DE ONDA. (A) FILTRO VISTO DESDE ARRIBA. (B) CIRCUITO EQUIVALENTE. (c) CIRCUITO EQUIVALENTE MODIFICADO.	37
FIGURA 3-4: CARTA DE MODOS.	39
FIGURA 3-5: RESPUESTA CIRCUITAL IDEAL FILTRO PASO BANDA.....	40
FIGURA 3-6: SIMULACIÓN ELECTROMAGNÉTICA IRIS.....	41
FIGURA 3-7: VALOR DEL INVERSOR DE IMPEDANCIA NORMALIZADO FRENTE A LA APERTURA DEL IRIS.	42
FIGURA 3-8: VALOR DEL INVERSOR DE IMPEDANCIA NORMALIZADO FRENTE A Φ	42
FIGURA 3-9: RESPUESTA DEL FILTRO EN GUÍA DE ONDA SIN OPTIMIZAR.	43
FIGURA 3-10: RESPUESTA EN BANDA ANCHA DE FILTRO EN GUÍA DE ONDA SIN OPTIMIZAR.	43
FIGURA 3-11: RESPUESTA DEL FILTRO EN GUÍA DE ONDA OPTIMIZADO.	44
FIGURA 3-12: RESPUESTA EN BANDA ANCHA DE FILTRO EN GUÍA DE ONDA OPTIMIZADO.....	44
FIGURA 3-13: DISEÑO DEL FILTRO EN CST.	45
FIGURA 3-14: COMPARATIVA DE LAS DIMENSIONES DEL FILTRO ANTES Y DESPUÉS DE OPTIMIZAR.	45
FIGURA 3-15: ESCALADO EN GUÍA DE ONDA.	46
FIGURA 4-1: CARTA DE MODOS PARA FILTRO SIW.	48
FIGURA 4-2: TRANSICIÓN DE SIW A CONECTOR COAXIAL PROPUESTA EN [12].....	49
FIGURA 4-3: (A) TRANSICIÓN SIW - MICROSTRIP – SMA. (B) CAJA DE VACIADO. (C) PIEZA DE UNIÓN CONECTOR.....	49
FIGURA 4-4: TRANSICIÓN USADA: (A) CAJA DE VACIADO. (B) PIEZA DE UNIÓN CONECTOR.....	50
FIGURA 4-5: TRANSICIÓN CONECTADA BACK TO BACK.....	50
FIGURA 4-6: RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA TRANSICIÓN.	50
FIGURA 4-7: DETALLE DE LAS VÍAS EN FILTRO EN SIW.....	51
FIGURA 4-8: DISEÑO FILTRO SIW EN CST.....	52
FIGURA 4-9: RESPUESTA DEL FILTRO EN SIW.	53
FIGURA 4-10: RESPUESTA FILTRO SIW.....	53
FIGURA 4-11: RESPUESTA FILTRO SIW OPTIMIZADO.	54
FIGURA 4-12: FILTRO SIW + TRANSICIÓN.	54
FIGURA 4-13: RESPUESTA FILTRO SIW + TRANSICIÓN.	54

FIGURA 4-14: CIRCUITO IMPRESO DEL FILTRO SIW + TRANSICIÓN.	55
FIGURA 4-15: FILTRO SIW + TRANSICIÓN CONSTRUIDO.....	55
FIGURA 4-16: FILTRO SIW + TRANSICIÓN CONSTRUIDO.....	56
FIGURA 4-17: MEDIDA DEL FILTRO SIW CON EL ANALIZADOR DE REDES.	56
FIGURA 4-18: FILTRO SIW CONECTADO AL ANALIZADOR DE REDES.	57
FIGURA 4-19. RESPUESTA DEL FILTRO CONSTRUIDO MEDIDA CON EL ANALIZADOR DE REDES.....	57
FIGURA 4-20: RESPUESTA EN BANDA ANCHA DEL FILTRO CONSTRUIDO MEDIDA CON EL ANALIZADOR DE REDES	57
FIGURA 4-21: COMPARACIÓN RESPUESTA $ S_{11} $	58
FIGURA 4-22: COMPARACIÓN RESPUESTA $ S_{21} $	59
FIGURA 4-23: $ S_{21} $ Y $ S_{12} $ DEL FILTRO SIW MEDIDOS CON EL ANALIZADOR DE REDES.....	59
FIGURA 4-24: FASE DE S_{21} Y S_{12} DEL FILTRO SIW MEDIDOS CON EL ANALIZADOR DE REDES.....	59
FIGURA 4-25: $ S_{22} $ Y $ S_{11} $ DEL FILTRO SIW MEDIDOS CON EL ANALIZADOR DE REDES.....	60
FIGURA 4-26: FASE DE S_{11} Y S_{22} DEL FILTRO SIW MEDIDOS CON EL ANALIZADOR DE REDES.	60
FIGURA 4-27: RETARDO DE GRUPO EL FILTRO EN SIW CONSTRUIDO.....	61
FIGURA 5-1. EJEMPLO DIVISOR DE POTENCIA PLANO E.....	64
FIGURA 5-2: DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 1 EN CST.	65
FIGURA 5-3. RESPUESTA DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 1.	65
FIGURA 5-4: DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 2 EN CST.	66
FIGURA 5-5: RESPUESTA DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 2.	66
FIGURA 5-6: DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 3 EN CST.	67
FIGURA 5-7: RESPUESTA DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 3.	67
FIGURA 5-8: DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 4 EN CST.	68
FIGURA 5-9: RESPUESTA DIVISOR DE POTENCIA PLANO E DISEÑO 4.	68
FIGURA 5-10: COMPARACIÓN DE LA REFLEXIÓN PARA LOS DISTINTOS DIVISORES PLANO E.....	69
FIGURA 5-11: EJEMPLO DIVISOR DE POTENCIA PLANO H.	70
FIGURA 5-12: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN GUÍA DE ONDA CON DOS SECCIONES ADAPTADORAS.	71
FIGURA 5-13: RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL DIVISOR PLANO H CON DOS SECCIONES ADAPTADORAS EN GUÍA.	71
FIGURA 5-14: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN SIW CON DOS SECCIONES ADAPTADORAS.	72
FIGURA 5-15: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN SIW CON DOS SECCIONES ADAPTADORAS.....	72

FIGURA 5-16: RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL DIVISOR PLANO H EN SIW.	73
FIGURA 5-17: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN GUÍA DE ONDA CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS.....	73
FIGURA 5-18: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN GUÍA DE ONDA CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS.....	74
FIGURA 5-19: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS.....	74
FIGURA 5-20: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS.....	75
FIGURA 5-21: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN GUÍA DE ONDA CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.	75
FIGURA 5-22: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN GUÍA DE ONDA CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.....	76
FIGURA 5-23: DISEÑO DIVISOR PLANO H EN SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.....	76
FIGURA 5-24: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.	77
FIGURA 5-25: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS PARA EL DIVISOR SIW OPTIMIZADO.	77
FIGURA 5-26: RESPUESTA DIVISOR PLANO H EN SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.	77
FIGURA 5-27: DISEÑO CON PÉRDIDAS DE DIVISOR SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.	78
FIGURA 5-28: DISEÑO CON PÉRDIDAS DE DIVISOR SIW CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.	78
FIGURA 5-29: COMPARACIÓN DE RESULTADOS PARA DIVISORES PLANO H EN GUÍA DE ONDA.....	79
FIGURA 5-30: COMPARACIÓN DE RESULTADOS PARA DIVISORES PLANO H EN GUÍA DE ONDA.....	79
FIGURA 5-31: ESQUEMA DE LOS PUERTOS DE ENTRADA Y SALIDA.	80
FIGURA 5-32: SECCIÓN ADAPTADORA.	80
FIGURA 5-33: CONDICIONES DE SIMETRÍA EN LA GUÍA DE SALIDA.	81
FIGURA 5-34: DISEÑO TRANSFORMADOR GUÍA RECTANGULAR EN CUADRADA. (A) SIN RECUBRIR. (B) RECUBIERTO.....	81
FIGURA 5-35: RESPUESTA TRANSFORMADOR GUÍA RECTANGULAR EN CUADRADA.	82
FIGURA 6-1: DISEÑO DEL FILTRO EN GUÍA DE ONDA.....	84
FIGURA 6-2: RESPUESTA DEL FILTRO EN GUÍA DE ONDA.....	84
FIGURA 6-3: DIVISOR DISEÑO 1 MÁS FILTRO.	85
FIGURA 6-4: RESPUESTA DIVISOR DISEÑO 1 MÁS FILTRO.	85
FIGURA 6-5: DIVISOR DISEÑO 2 MÁS FILTRO.	86
FIGURA 6-6: RESPUESTA DIVISOR DISEÑO 2 MÁS FILTRO.	86
FIGURA 6-7: DIVISOR DISEÑO 3 MÁS FILTRO.	87
FIGURA 6-8: RESPUESTA DIVISOR DISEÑO 3 MÁS FILTRO.	87
FIGURA 6-9: DIVISOR DISEÑO 2 MÁS FILTRO.	88

FIGURA 6-10: RESPUESTA DIVISOR DISEÑO 4 MÁS FILTRO.	88
FIGURA 6-11: COMPARACIÓN DEL $ S_{21} $ PARA LOS DIFERENTES DISEÑOS.	89
FIGURA 6-12: COMPARACIÓN DEL $ S_{21} $ PARA LOS DIFERENTES DISEÑOS.	89
FIGURA 6-13: COMPARACIÓN DEL $ S_{11} $ PARA LOS DIFERENTES DISEÑOS.	90
FIGURA 6-14: PÉRDIDAS PARA LOS DISTINTOS DISEÑOS.....	91
FIGURA 6-15: DIVISOR PLANO H CON TRES SECCIONES ADAPTADORAS Y PARED CENTRAL.....	92
FIGURA 6-16: RESPUESTA DEL FILTRO EN SIW.	93
FIGURA 6-17: DIVISOR DE POTENCIA PLANO H MÁS FILTRO SIW.	93
FIGURA 6-18: RESPUESTA DEL DIVISOR PLANO H MÁS FILTRO EN SIW.	93
FIGURA 6-19: FILTRO EN GUÍA CUADRADA.	94
FIGURA 6-20: FILTRO EN GUÍA CUADRADA CON PUERTOS EN GUÍA RECTANGULAR.	95
FIGURA 6-21: FILTRO EN GUÍA CUADRADA CON PUERTOS EN GUÍA RECTANGULAR RECUBIERTO DE COBRE.	95
FIGURA 6-22: RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO EN GUÍA CUADRADA CON PUERTOS EN GUÍA RECTANGULAR.	96
FIGURA A-1: PROCESO PARA LA CONSTRUCCIÓN DE UN CIRCUITO IMPRESO A PARTIR DE UN DISEÑO EN CST.....	II
FIGURA A-2: HERRAMIENTAS USADAS EN LA FRESADORA.	II
FIGURA B-1: ANALIZADOR DE REDES E5071C DE AGILENT.....	III
FIGURA B-2: KIT DE CALIBRACIÓN HP/AGILENT 85052D.	IV
FIGURA B-3: CABLES USADOS PARA LAS MEDIDAS CON EL ANALIZADOR DE REDES.	IV
FIGURA C-1: RED FORMADA POR DOS DIVISORES Y DOS FILTROS.	V
FIGURA C-2: ONDAS DE POTENCIA A LA ENTRADA DE LOS FILTROS PARA EL DISEÑO 1.	VII
FIGURA C-3: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{21} $	VIII
FIGURA C-4: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{11} $	VIII
FIGURA C-5: ONDAS DE POTENCIA A LA ENTRADA DE LOS FILTROS PARA EL DISEÑO 2.	IX
FIGURA C-6: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{21} $	IX
FIGURA C-7: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{11} $	X
FIGURA C-8: ONDAS DE POTENCIA A LA ENTRADA DE LOS FILTROS PARA EL DISEÑO 3.	X
FIGURA C-9: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{21} $	XI
FIGURA C-10: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $ S_{11} $	XI
FIGURA C-11: ONDAS DE POTENCIA A LA ENTRADA DE LOS FILTROS PARA EL DISEÑO 4.	XII

FIGURA C-12: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $|S_{11}|$XII

FIGURA C-13: COMPARACIÓN ENTRE RESPUESTA DEL CST Y ANÁLISIS MULTIPUERTA DEL $|S_{11}|$XIII

Índice de tablas

TABLA 1-1: BANDAS DE FRECUENCIA.....	2
TABLA 1-2: BANDAS DE FRECUENCIA EL RANGO DE LAS MICROONDAS.....	2
TABLA 2-1: VALORES DE P'_{NM}	9
TABLA 2-2: VALORES DE P_{NM}	10
TABLA 3-1: VALORES PROTOTIPO PASO BAJO NORMALIZADO.....	39
TABLA 3-2: VALORES DE CONDENSADORES Y BOBINAS PARA FILTRO PASO BANDA.....	39
TABLA 3-3: VALORES DE LOS INVERSORES DE IMPEDANCIA.....	41
TABLA 3-4: DIMENSIONES FILTRO EN GUÍA ANTES DE OPTIMIZAR.....	42
TABLA 3-5: DIMENSIONES FILTRO EN GUÍA DESPUÉS DE OPTIMIZAR.....	44
TABLA 4-1: DIMENSIONES DEL FILTRO.....	52
TABLA 4-2: NUEVAS DIMENSIONES DEL FILTRO.....	53
TABLA 5-1: DATOS DE LAS GUÍAS DEL DISEÑO 1.....	65
TABLA 5-2: DATOS DE LAS GUÍAS DEL DISEÑO 2.....	66
TABLA 5-3: DATOS DE LAS GUÍAS DEL DISEÑO 3.....	67
TABLA 5-4: DATOS DE LAS GUÍAS DEL DISEÑO 4.....	68
TABLA 5-5: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS EN GUÍA DE ONDA.....	70
TABLA 5-6: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS EN SIW.....	71
TABLA 5-7: DIMENSIONES DE LAS NUEVAS SECCIONES ADAPTADORAS EN SIW.....	72
TABLA 5-8: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS.....	73
TABLA 5-9: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS PARA EL DISEÑO EN SIW.....	74
TABLA 5-10: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS.....	75
TABLA 5-11: DIMENSIONES DE LAS SECCIONES ADAPTADORAS.....	76
TABLA 5-12: DIMENSIONES DE LA SECCIÓN ADAPTADORA.....	81
TABLA 6-1: DIMENSIONES FILTRO EN GUÍA DE ONDA.....	83
TABLA 6-2: DIMENSIONES DEL FILTRO EN SIW.....	92
TABLA 6-3: DIMENSIONES DEL FILTRO EN GUÍA CUADRADA.....	94

1 Introducción

1.1 Motivación

El término microondas hace referencia a las señales cuya frecuencia está comprendida entre 300 MHz y 300 GHz, es decir, a las señales cuya longitud de onda está en el rango de 1 m a 1 mm. Debido a las altas frecuencias y, en consecuencia, bajas longitudes de onda, la teoría clásica de circuitos no puede utilizarse para resolver problemas de redes de microondas. Así, será necesario utilizar las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos que operan en estas frecuencias. La naturaleza de estas ecuaciones hace que la complejidad matemática sea mayor pues involucran operaciones diferenciales e integrales con vectores de campo que dependen de coordenadas espaciales.

A pesar de que las microondas hacen más difícil el análisis y diseño de componentes, aportan también una serie de ventajas:

- La ganancia de una antena es proporcional a su tamaño eléctrico. Por ello, a frecuencias altas se puede conseguir una mayor ganancia para un tamaño dado.
- Mayor ancho de banda a altas frecuencias. Esto es muy importante pues el espectro electromagnético es limitado.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no se curvan al pasar por la ionosfera como ocurre con las señales de frecuencias más bajas.
- Son más apropiadas para comunicaciones por radar debido a que detectan mejor los objetivos.
- Diferentes resonancias moleculares, atómicas y nucleares ocurren a frecuencias de microondas por lo que se aplican en diagnóstico y tratamiento médico.

Por todo ello, las microondas están muy presentes en la actualidad: localización de objetivos, control de misiles, control de tráfico, detectores de movimiento, medida de distancias, predicción meteorológica, comunicaciones móviles, comunicaciones por satélite, redes inalámbricas...

En la Tabla 1-1 se pueden ver las distintas bandas de frecuencia del espectro electromagnético con sus aplicaciones.

Sigla	Nombre	Banda de frecuencias	Aplicaciones
VLF	Very low frequency	3 – 30 KHz	Navegación, sonar
LF	Low frequency	30 – 300 KHz	Radiobalizas, ayuda a la navegación
MF	Medium frequency	300 – 3000 KHz	Radiodifusión AM, radio marítima
HF	High frequency	3 – 30 MHz	Teléfono, telégrafo, comunicaciones barco-costa y barco-avión, radio amateur
VHF	Very high frequency	30 – 300 MHz	Televisión, radiodifusión AM, policía, taxis
UHF	Ultra high frequency	300 – 3000 MHz	Televisión, comunicaciones por satélite, ayuda para la navegación, radar
SHF	Super high frequency	3 – 30 GHz	Enlaces de microondas, comunicaciones móviles, comunicaciones por satélite, radar
EHF	Extreme high frequency	30 – 300 GHz	Radar

Tabla 1-1: Bandas de frecuencia.

Banda	Frecuencia
L	1 – 2 GHz
S	2 – 4 GHz
C	4 – 8 GHz
X	8 – 12.4 GHz
Ku	12.4 – 18 GHz
K	18 – 26.5 GHz
Ka	26.5 – 40 GHz
mm	40 – 300 GHz

Tabla 1-2: Bandas de frecuencia el rango de las microondas.

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son estructuras utilizadas habitualmente para construir filtros, multiplexores, polarizadores... que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación (telefonía, televisión por satélite...).

La gran ventaja de las guías de onda es que son capaces de transmitir señales con mejores prestaciones eléctricas y mecánicas que las líneas de transmisión planares, a costa de un coste mayor. Son por tanto más robustas en ambientes adversos y proporcionan mayor fiabilidad. Esto hace que sean ampliamente usadas en comunicaciones por satélite donde las exigencias de los distintos componentes son muy elevadas.

Los filtros juegan también un papel muy importante en las aplicaciones de microondas. El espectro electromagnético es limitado y tienen que ser dividido para ser usado por

diferentes sistemas. Los filtros se encargan de ubicar las señales dentro de la zona del espectro asignada, así como de eliminar las señales que se encuentran fuera.

En el proceso de conversión de una señal en banda base a frecuencias de RF se generan señales de frecuencias no deseadas. Los filtros resultan entonces necesarios para eliminar dichas señales indeseadas. Lo mismo ocurre al convertir la señal de RF a banda base.

1.2 Objetivos y organización de la memoria

El objetivo de este proyecto es el diseño de diferentes componentes para un sistema en banda Ku para comunicaciones por satélite (sub-banda tierra-espacio de transmisión entre 17.3 – 17.7 GHz), o para sistemas de radiolocalización (16.6 – 17.3 GHz).

En el proyecto se diseñan componentes como filtros y divisores tanto en tecnología de guía de onda como en tecnología Substrate Integrated Waveguide (SIW). Los filtros en guía de onda son muy comunes, mientras que los realizados en SIW no son tan numerosos y su desarrollo se ha llevado a cabo sobre todo en los últimos años. El objetivo de esta última tecnología es conseguir dispositivos de bajo coste capaces de ser construidos sobre un sustrato impreso.

Se pretende también realizar un filtro capaz de manejar dos polarizaciones, de manera que con la misma estructura física se trabaje con dos señales, cada una en una polarización distinta. Tras consultar la bibliografía, no se han encontrado referencias relevantes sobre el enfoque tan particular que se va a dar al filtro y se piensa que representa una estructura novedosa para realizar filtros que manejen alta potencia.

La memoria se organiza en dos grandes partes. La primera trata sobre los aspectos teóricos de las guías de onda, líneas microstrip y tecnología SIW, así como el procedimiento para la realización de filtros. La segunda parte es más práctica, y aparecen diseños de filtros, divisores y estructuras compuestas por filtros más divisores.

La memoria se organiza en siete capítulos:

- En el capítulo 2 se hace una breve introducción a la teoría de guías de onda, líneas microstrip y SIW. Después se presenta el método de las pérdidas de inserción para el diseño de filtros, así como su implementación mediante elementos concentrados. Se tratan también los resonadores y los inversores de impedancia y admitancia.
- El capítulo 3 desarrolla el método de diseño de filtros en guía de onda mediante cavidades resonantes separadas por iris. Se comienza presentando el método de diseño y se completa con un ejemplo de diseño.
- En el capítulo 4 se presenta el diseño de filtros en SIW. Se llevará a cabo el diseño, la medida y la construcción de un filtro en esta tecnología. Se incluye también información sobre la transición SIW – microstrip – SMA utilizada.

- El capítulo 5 está dedicado a los divisores de potencia. Se realizarán varios diseños para divisores de plano E y plano H, y se compararán sus resultados. También se realizará un divisor de doble polarización.
- El capítulo 6 combina los filtros en guía y en SIW con los divisores diseñados en el capítulo anterior.
- Por último, el capítulo 7 muestra las conclusiones obtenidas durante la realización del proyecto, así como el trabajo futuro.

2 Fundamentos teóricos

2.1 Teoría de Guías de Onda

Las guías de onda son líneas de transmisión formadas por un único conductor cerrado que rodea a un material dieléctrico. Dentro de ellas se produce la propagación de las ondas electromagnéticas. Son muy útiles para aplicaciones de alta frecuencia donde se busque transportar señales de alta potencia con bajas pérdidas.

2.1.1 Modos de propagación

La resolución de las ecuaciones de Maxwell en la guía da lugar a distintas soluciones que se pueden clasificar en función de las componentes vectoriales de los campos magnético y eléctrico. Así, tenemos:

- Modos Transversales Electromagnéticos (TEM). Estas soluciones no contienen ninguna componente longitudinal, $E_z = H_z = 0$. No se generan en una guía de onda pues aparecen cuando hay dos conductores.
- Modos Transversales Eléctricos (TE). No contienen componente longitudinal eléctrica, $E_z = 0$.
- Modos Transversales Magnéticos (TM). No contienen componente longitudinal magnética, $H_z = 0$.

En función de las características geométricas de la guía de onda se propagará un modo u otro, o incluso varios a la vez. Esto dependerá de la frecuencia de trabajo y de la frecuencia de corte de los distintos modos.

Los modos en propagación serán aquellos cuya frecuencia de corte esté por debajo de la frecuencia de trabajo. En cambio, los modos evanescentes o en corte serán aquellos que tengan una frecuencia de corte mayor que la de trabajo, por lo que se atenuarán rápidamente.

En función del número de modos en propagación, que depende de la frecuencia de trabajo, la guía podrá ser:

- Monomodo: Se propaga un único modo.
- Multimodo: Se propagan varios modos.

Se denomina modo fundamental al primer modo que se propaga en la guía. El modo superior será el primer modo que no se propaga.

2.1.2 Guía de onda rectangular

Las guías de onda rectangulares fueron uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usadas para transportar señales de microondas. Debido a la tendencia a la miniaturización de los circuitos, muchos dispositivos se construyen ahora con tecnologías planares (microstrip, stripline...). No obstante, se siguen usando para aplicaciones de alta potencia o precisión.

En una guía rectangular se propagarán modos TE y TM, pero no TEM puesto que sólo hay un conductor.

La geometría de una guía rectangular se puede ver en la Figura 2-1. Está rellena de material con permeabilidad μ y permitividad ϵ . El lado más largo se denomina a y suele estar a lo largo del eje x . El más corto b , se coloca a lo largo del eje y . Así, $a > b$.

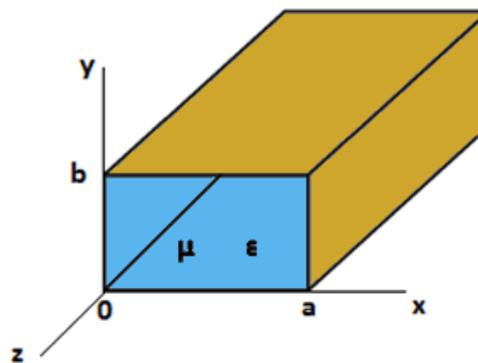


Figura 2-1: Geometría de una guía de onda rectangular.

Las frecuencias de corte de la guía para los distintos modos vienen determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.1)$$

donde: $m, n \geq 0$ y $m = n = 0$ para $TE_{m,n}$
 $m, n \geq 1$ para $TM_{m,n}$

La longitud de onda de la guía para los distintos modos que se propagan viene definida por:

$$\lambda_{g_{m,n}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{c_{m,n}} / f)^2}} \quad (2.2)$$

2.1.2.1 Modos TE

En ellos se cumple que $E_z = 0$ y $H_z \neq 0$. H_z debe cumplir la ecuación siguiente:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.3)$$

donde:

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2.4)$$

y

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \quad (2.5)$$

Si aplicamos separación de variables primero y las condiciones de contorno después, tal y como aparece en [2], llegamos a las expresiones para las distintas componentes de campo del modo TE_{m,n}:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.6)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.7)$$

$$E_z = 0$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.8)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.9)$$

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.10)$$

Los valores de m y n determinarán el modo de la familia TE que se propaga. Así, $m = 0, 1, 2, \dots$ y $n = 0, 1, 2, \dots$, pero la combinación $m = n = 0$ no es válida.

2.1.2.2 Modos TM

Caracterizados porque $H_z = 0$ y $E_z \neq 0$. E_z debe satisfacer la siguiente ecuación de onda:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.11)$$

Resolvemos igual que se hizo antes, mediante separación de variables y aplicando condiciones de contorno. Así obtenemos las distintas expresiones para el campo:

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.12)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.13)$$

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.14)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.15)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.16)$$

$$H_z = 0$$

Para los modos TM, $m \geq 1$ y $n \geq 1$.

2.1.2.3 Representación de los modos TE y TM

La figura siguiente muestra la atenuación del conductor para diferentes modos de una guía de onda rectangular con $a = 2 \text{ cm}$. En función de la frecuencia de corte existirán unos u otros modos propagándose. Sin embargo, el modo fundamental de una guía rectangular siempre será el TE_{10} puesto que $a > b$.

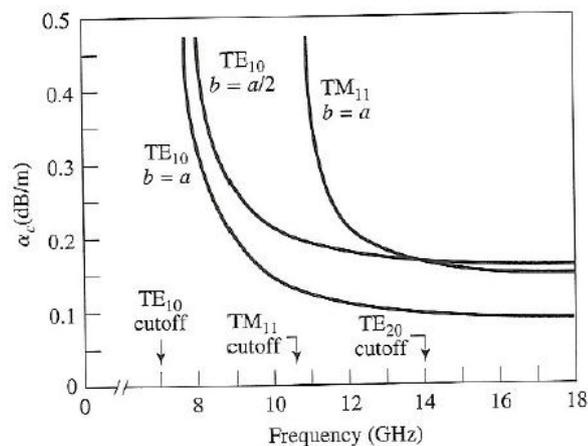


Figura 2-2: Atenuación de los modos de una guía rectangular con $a = 2 \text{ cm}$ (de [2]).

2.1.3 Guía de onda circular

Es un tubo de sección circular de radio a , relleno de material con permeabilidad μ y permitividad ϵ , y rodeado por un conductor que soporta modos TE y TM. Al ser una geometría cilíndrica, es apropiada para usar coordenadas cilíndricas a la hora de resolver las ecuaciones de Maxwell.

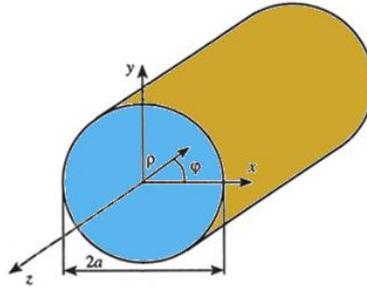


Figura 2-3: Geometría de una guía de onda circular.

2.1.3.1 Modos TE

Para calcular la frecuencia de corte de los modos TE se usa la expresión siguiente:

$$f_{c_{n,m}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.17)$$

donde p'_{nm} es la m -ésima raíz de la derivada de la función de Bessel de orden n .

n	p'_{n1}	p'_{n2}	p'_{n3}
0	3.832	7.016	10.174
1	1.841	5.331	8.536
2	3.054	6.706	9.970

Tabla 2-1: Valores de p'_{nm} .

Observando los valores de la Tabla 2-1 vemos que el primer modo en aparecer es el TE_{11} .

2.1.3.2 Modos TM

En este caso, la expresión usada para el cálculo de la frecuencia de corte depende de la raíz de las funciones de Bessel, y es la siguiente:

$$f_{c_{n,m}} = \frac{p_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.18)$$

n	p_{n1}	p_{n2}	p_{n3}
0	2.405	5.520	8.654
1	3.832	7.016	10.174
2	5.135	8.417	11.620

Tabla 2-2: Valores de p_{nm} .

El primer modo en generarse es el TM_{01} . Puesto que p_{n1} tiene un valor de 2.405 y p'_{n1} de 1.841, el modo fundamental de la guía circular es el TE_{11} .

2.1.3.3 Representación de los modos TE y TM

En la figura siguiente se puede apreciar la atenuación en dB/m para diferentes modos de una guía circular de radio 2.54 cm. Como ya se ha dicho, el modo fundamental de una guía circular es el TE_{11} .

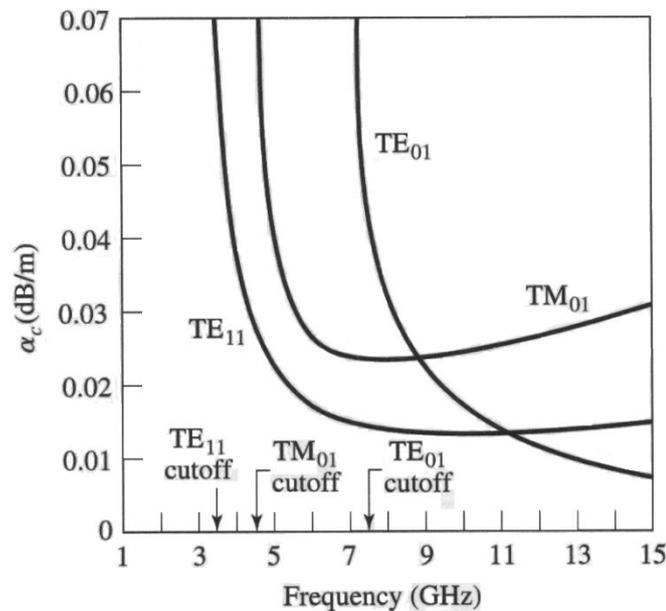


Figura 2-4: Atenuación de distintos modos en una guía circular de cobre radio 2.54cm (de [2]).

Podemos observar que la atenuación del modo TE_{01} es menor que la del fundamental para frecuencias suficientemente altas. Esto no ocurre con la guía de onda rectangular en la que el modo fundamental siempre tiene menor atenuación que los demás modos.

2.2 Teoría Microstrip

La línea microstrip, utilizada para transportar señales de microondas, es uno de los tipos de líneas de transmisión planares más utilizados debido a que se puede fabricar mediante un proceso fotolitográfico o con placas de circuito impreso, así como a su fácil integración con otros dispositivos pasivos y activos de microondas.

Su geometría está basada en un conductor muy fino de espesor t y ancho W , separado de un plano de masa por un sustrato de espesor h y permitividad ϵ_r .

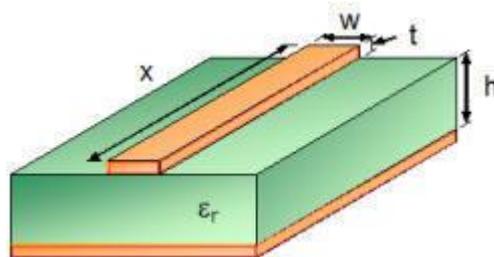


Figura 2-5: Geometría de una línea microstrip.

La presencia de dieléctrico y, especialmente, el hecho de que éste no cubra la zona superior a la línea microstrip complican el análisis. La mayoría de las líneas de campo están contenidas dentro del sustrato, pero hay algunas que aparecen en la parte superior, en la región de aire. Esto se puede observar en la Figura 2-6.

Por esta razón, no se generan modos TEM puros ya que la velocidad de fase de los campos en el dieléctrico será distinta de la de los que están en el aire. Así, se generan modos híbridos TE-TM tal y como aparece en [2]. Estos requieren avanzadas técnicas de análisis para su estudio.

Sin embargo, en la mayoría de los casos el sustrato es muy delgado ($h \ll \lambda$) y se puede considerar que se propagan modos quasi-TEM.

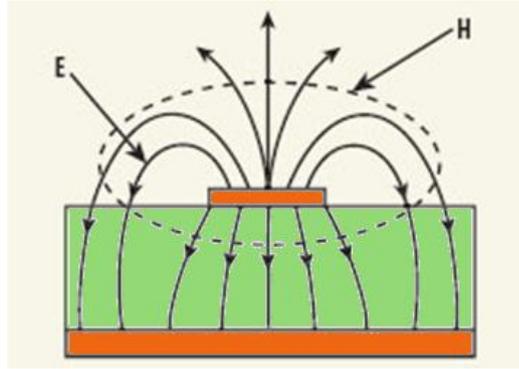


Figura 2-6: Propagación de los campos en una línea microstrip.

Al existir dos dieléctricos (aire y sustrato) en las líneas microstrip, aparece el término de constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r,eff}$ que se calcula con la siguiente ecuación:

$$\epsilon_{r,eff} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.19)$$

Dada la dimensión de la línea microstrip, la impedancia característica se puede calcular mediante la fórmula siguiente:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}} \cdot \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]} & \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.20)$$

2.3 Tecnología SIW (Substrate Integrated Waveguide)

Mencionada por primera vez en 1994, consiste en dos filas de cilindros metalizados integrados en un sustrato tal y como muestra la Figura 2-7. Se crea así una guía de onda metálica rellena de material dieléctrico y construida con tecnología planar, lo que facilita la integración con otros circuitos con líneas de transmisión planares como microstrip o coplanar.

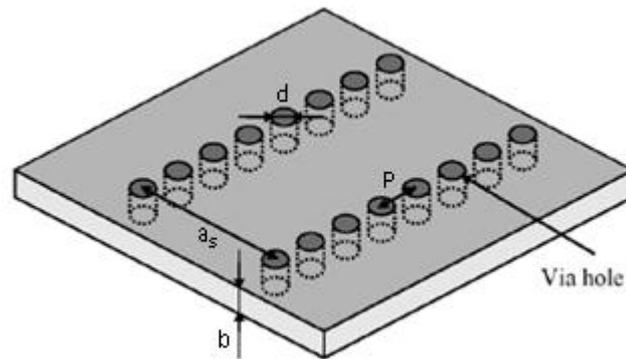


Figura 2-7: Estructura de una SIW.

La guía SIW está caracterizada por la anchura del sustrato (b), el ancho (a_s , que será distinto al de la guía convencional), el diámetro de las vías (d) y la periodicidad entre ellas (p , que es la distancia entre dos vías consecutivas).

Los componentes en guía de onda convencional son voluminosos y tienen un alto coste de fabricación. Además necesitan una alta precisión mecánica.

La tecnología SIW permite en cambio realizar componentes en un sustrato mediante técnicas de circuitos impresos, lo que conlleva una reducción del tamaño, coste y peso.

Estas ventajas han motivado la aparición de numerosos dispositivos en esta tecnología (filtros, divisores...) para circuitos de microondas.

A la hora de diseñar una SIW habrá que tener en cuenta que su ancho no es igual al de la guía de onda convencional, sino que habrá que calcularlo mediante ecuaciones que describen su relación. La ecuación (2.21) calcula la equivalencia entre anchos con un error del 1% y está descrita en [1].

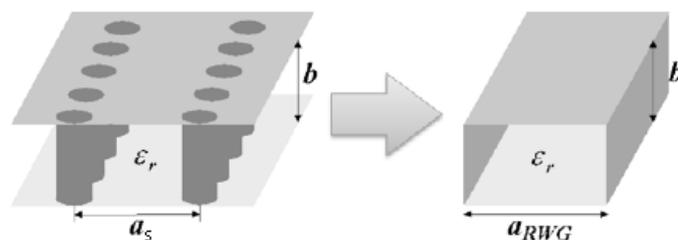


Figura 2-8: Equivalencia entre guía rectangular convencional y SIW (de [1]).

$$a_{RWG} = a_{siw} \bar{a} \quad (2.21)$$

$$\bar{a} = \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{(\xi_1 + \xi_2 - \xi_3)}{(\xi_3 - \xi_1)}} \quad (2.22)$$

donde:

$$\xi_1 = 1.0198 + \frac{0.3465}{\frac{a_{siw}}{p} - 1.0684} \quad (2.23) \quad \xi_2 = -0.1183 - \frac{1.2729}{\frac{a_{siw}}{p} - 1.2010} \quad (2.24)$$

$$\xi_3 = 1.0082 - \frac{0.9163}{\frac{a_{siw}}{p} + 0.2152} \quad (2.25)$$

2.4 Diseño de filtros

Los filtros son redes de dos puertos usadas para controlar la respuesta en frecuencia de un sistema. Existen varios tipos básicos: paso bajo, paso alto, paso banda y banda eliminada.

Un filtro ideal será aquel que proporcione pérdidas de inserción nulas y respuesta en fase lineal en la banda de paso, y una atenuación infinita en las bandas rechazadas. Estas características no pueden ser obtenidas en la práctica por lo que el objetivo a la hora de diseñar un filtro será aproximarse a los requisitos ideales con una cierta tolerancia.

A bajas frecuencias, los elementos usados para construir los filtros son inductores y capacitores ideales, los cuales tienen unas características en frecuencia muy simples. Además, el proceso de diseño de filtros se basa en la utilización de estos elementos por lo que es posible diseñar filtros directamente para una gran variedad de configuraciones. El problema aparece cuando las frecuencias usadas son las de microondas pues los elementos usados tienen un comportamiento complejo. Existen dos métodos para el diseño de filtros en microondas: Método de los parámetros imagen y método de las pérdidas de inserción.

En este proyecto se ha elegido el método de las pérdidas de inserción puesto que el método de la imagen, a pesar de proporcionar una respuesta con las frecuencias de corte y las características deseadas de atenuación, no permite la especificación de una respuesta en frecuencia sobre todo el rango de trabajo. Así, aunque es un procedimiento sencillo, suele requerir muchas iteraciones para llegar a los resultados deseados.

2.4.1 Método de las pérdidas de inserción

Utiliza técnicas de síntesis de circuitos para diseñar filtros con una especificación en frecuencia. Se parte del prototipo paso bajo normalizado en impedancia y frecuencia, y se realizan conversiones para llegar al prototipo deseado con sus rangos de frecuencia e impedancia correspondientes.

Este método permite un mayor control de las características de amplitud y fase de la banda de paso y de la banda rechazada mediante un procedimiento sistemático. Además, se pueden mejorar las características del filtro aumentando su orden, el cual se corresponde con el número de elementos reactivos.

El primer paso consiste en especificar las pérdidas de inserción P_{LR} (en unidades naturales) o el coeficiente de reflexión $\Gamma(\omega)$.

$$P_{LR} = \frac{\text{Potencia disponible en el generador}}{\text{Potencia disipada en la carga}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.26)$$

Este valor es el recíproco de $|S_{12}|^2$ si tanto la impedancia de la fuente como la de la carga están adaptadas. Las pérdidas de inserción (insertion loss) en decibelios serán:

$$IL = 10 \log(P_{LR}) \quad (2.27)$$

Especificando las pérdidas de inserción se conoce el coeficiente de reflexión y viceversa. Para que un filtro sea físicamente realizable, sus pérdidas de inserción deben ser de la forma siguiente:

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (2.28)$$

donde M y N son polinomios reales en ω^2 .

2.4.1.1 Especificación de las pérdidas de inserción

Existen numerosas formas de especificar las pérdidas de inserción. Sin embargo, muchas de éstas serán muy complejas y de poca utilidad práctica. Las más usadas vienen descritas en [3] y son las siguientes:

- **Filtro de Butterworth**

También conocido como Maximally Flat Filter (filtro de máxima planicidad). Proporciona la respuesta más plana posible en la banda de paso del filtro, aproximándose al comportamiento ideal en dicha zona. Se obtiene eligiendo el polinomio N igual a la unidad y M igual a $k^2 (\omega/\omega_c)^{2N}$. Así, las pérdidas de inserción quedan de la siguiente forma:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \quad (2.29)$$

donde N es el orden del filtro y ω_c es la frecuencia de corte. Esta respuesta es para el filtro paso bajo, por lo que la región de paso irá de $\omega = 0$ hasta $\omega = \omega_c$. A partir de ω_c las pérdidas de inserción se incrementan indefinidamente. El valor de N es típicamente 2.

- **Filtro de Chebyshev**

También conocido como Equal Ripple Filter o filtro de equirizado. La ventaja de este filtro es que proporciona una transición más abrupta entre la zona de frecuencias deseadas y no deseadas, lo cual suele ser una característica buscada. Utiliza para las pérdidas de inserción polinomios de Chebyshev. Las pérdidas de inserción en números naturales quedan definidas por la siguiente expresión:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.30)$$

donde $T_N(\omega/\omega_c)$ es el polinomio de Chebyshev de orden N que está caracterizado por la ecuación:

$$T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cos \left(N \cos^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} \right) \quad (2.31)$$

Así, P_{LR} oscila entre 1 y $1+k^2$ para la banda de paso, llegando al valor de $1+k^2$ para la frecuencia de corte, e incrementándose monótonamente a partir de este valor. Por ello, el valor de k^2 determina el nivel de rizado en la banda de paso.

La respuesta del filtro Chebyshev, en comparación con la de Butterworth, proporciona para el mismo orden una mayor selectividad a costa del equirizado dentro de la banda de paso.

La siguiente gráfica muestra una comparación entre los dos tipos de filtro explicados anteriormente:

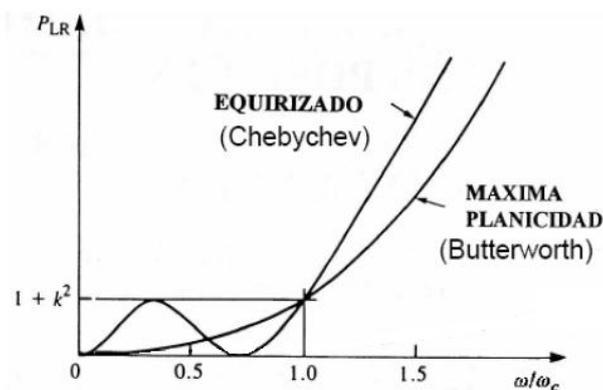


Figura 2-9: Prototipo paso bajo de orden 3 para filtros Chebyshev y Butterworth (de [2]).

2.4.1.2 *Proceso de diseño*

El punto de partida a la hora de diseñar un filtro son las especificaciones que debe cumplir en términos de máscara de pérdidas de inserción. Para su diseño mediante el método de las pérdidas de inserción se diseña el prototipo paso bajo, que está normalizado en frecuencia e impedancia. Esta normalización simplifica el diseño de filtros para cualquier impedancia, frecuencia y tipo (paso alto, bajo, paso banda o banda eliminada). Posteriormente se realiza una transformación en impedancia y frecuencia y se obtiene el circuito con elementos concentrados. Para trabajar en la frecuencia de microondas será necesario reemplazar los elementos concentrados por elementos distribuidos. Todo este proceso está ilustrado en la Figura 2-10.



Figura 2-10: Proceso de diseño de un filtro por el método de las pérdidas de inserción.

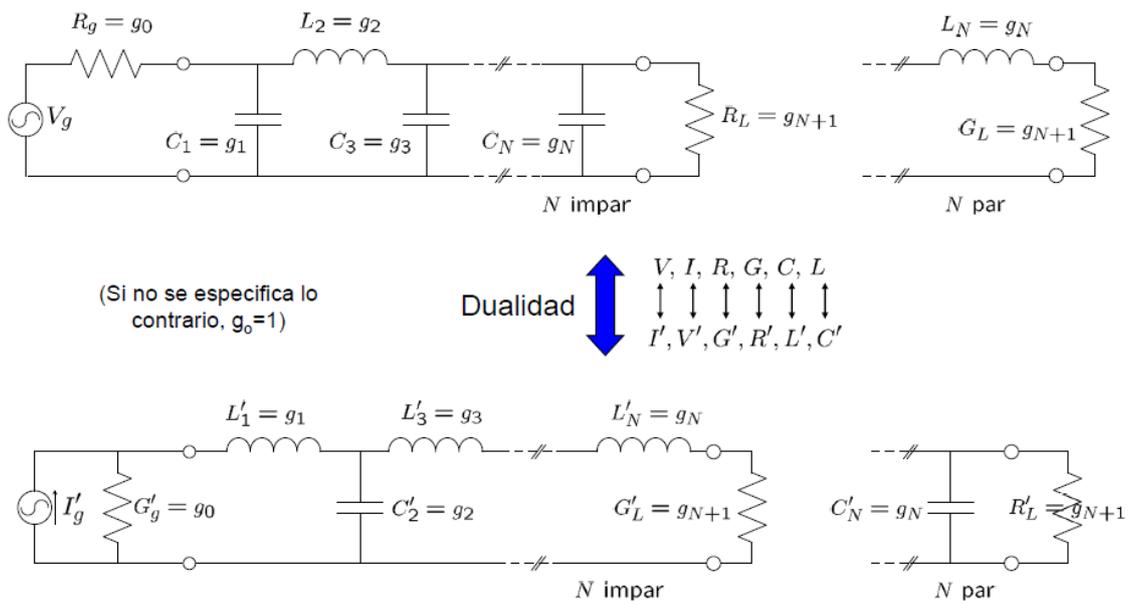


Figura 2-11: Configuraciones para el prototipo paso bajo normalizado.

La Figura 2-11 muestra las dos posibles configuraciones a la hora de realizar el prototipo paso bajo. La primera comienza con un elemento en paralelo, mientras que la segunda con uno en serie. Ambas son duales y darán la misma respuesta.

La impedancia del generador (R_g) está normalizada a $g_0 = 1 \Omega$ y la pulsación de corte ω_c a 1 rad/s. g_{N+1} se corresponderá con la impedancia de carga (R_L).

g_k ($k = 1$ hasta N) será el valor de la inductancia (L_k) para inductores serie y el valor de la capacitancia (C_k) para capacitores paralelos.

Los valores de $g_1... g_{N+1}$ se dan de forma analítica o mediante tablas. Para los filtros de Butterworth y Chebyshev estas tablas se pueden consultar en [2].

El orden del filtro N dependerá de las especificaciones de las pérdidas de inserción para una determinada frecuencia en la banda de rechazo. Se obtendrá mediante tablas que comparan la atenuación en función de la frecuencia normalizada para un determinado tipo de filtro y distintos valores de N .

Escalado en impedancia y frecuencia

En el prototipo paso bajo la fuente y la carga tienen resistencias de valor unidad (salvo para los filtros Chebyshev con N par que tienen resistencia de carga distinta de la unidad). Una fuente con resistencia R_0 se puede obtener multiplicando las impedancias del prototipo normalizado por R_0 .

En cuanto al escalado en frecuencia, para cambiar la frecuencia de corte del filtro paso bajo a ω_c se reemplaza ω por ω/ω_c . Ahora las pérdidas de inserción quedan:

$$P'_{LR} = P_{LR} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \tag{2.32}$$

Así, el corte ocurre cuando $\omega/\omega_c = 1$ o $\omega = 1$. El escalado en frecuencia se puede ver como una expansión de la banda de paso original tal y como se ilustra en la Figura 2-12.

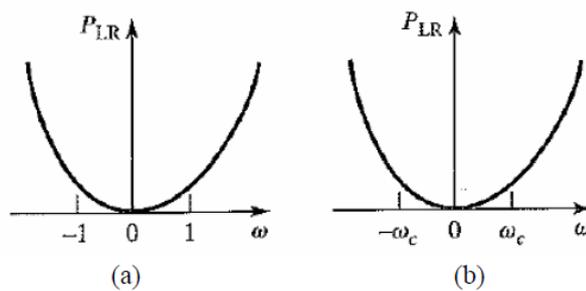


Figura 2-12: Escalado en frecuencia (de [2]). (a) Prototipo paso bajo. (b) Transformación en frecuencia.

Aplicando la transformación en frecuencia y en impedancia, los nuevos valores de los inductores y capacitores, así como de las resistencias serán:

$$L'_k = \frac{R_0 L_k}{\omega_c} \tag{2.33}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{R_0 \omega_c} \quad (2.34)$$

$$R'_s = R_0 \quad (2.35)$$

$$R'_L = R_0 R_L \quad (2.36)$$

Transformación paso banda

Para llevar a cabo una transformación del prototipo paso bajo al paso banda habrá que realizar el siguiente cambio de variable, el cual tiene en cuenta los bordes de la banda de paso (ω_1 y ω_2):

$$\omega' = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.37)$$

con:

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (2.38)$$

donde Δ es el ancho de banda fraccional de la banda de paso y ω_0 es la pulsación central que se calcula como la media geométrica de los bordes:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (2.39)$$

Esta transformación puede verse en la Figura 2-13 donde se transforma la respuesta paso bajo del apartado (a) a la respuesta paso banda del (b).

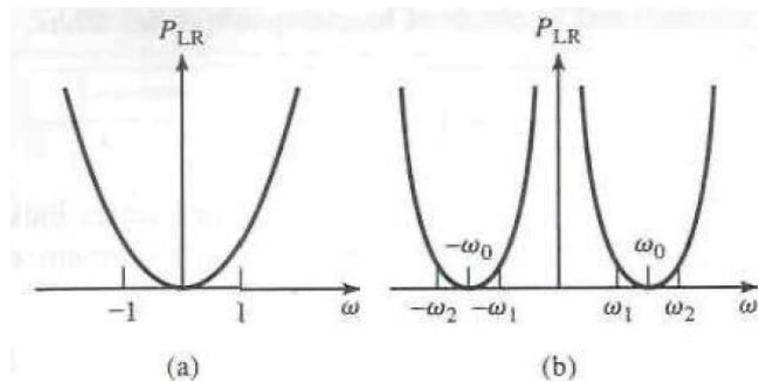


Figura 2-13: Transformación paso banda (de [2]). (a) Respuesta prototipo paso bajo. (b) Transformación paso banda.

Aplicando el cambio de variable mencionado, los inductores serie L_k pasan a remplazarse por redes LC serie cuyos elementos que la conforman tienen los siguientes valores:

$$L'_k = \frac{L_k}{\Delta\omega_0} \tag{2.40}$$

$$C'_k = \frac{\Delta}{L_k\omega_0} \tag{2.41}$$

Los capacitores paralelo C_k pasarán a ser redes LC paralelas de valores de los elementos:

$$L'_k = \frac{\Delta}{C_k\omega_0} \tag{2.42}$$

$$C'_k = \frac{C_k}{\Delta\omega_0} \tag{2.43}$$

Así, los elementos del prototipo paso bajo se convierten en circuitos resonantes serie (baja impedancia en la resonancia) en las ramas serie, y en circuitos resonantes paralelos (alta impedancia en la resonancia) en las ramas paralelas. Ambos tienen la resonancia a la pulsación ω_0 . La siguiente figura muestra como queda el circuito para el caso de un filtro paso banda:

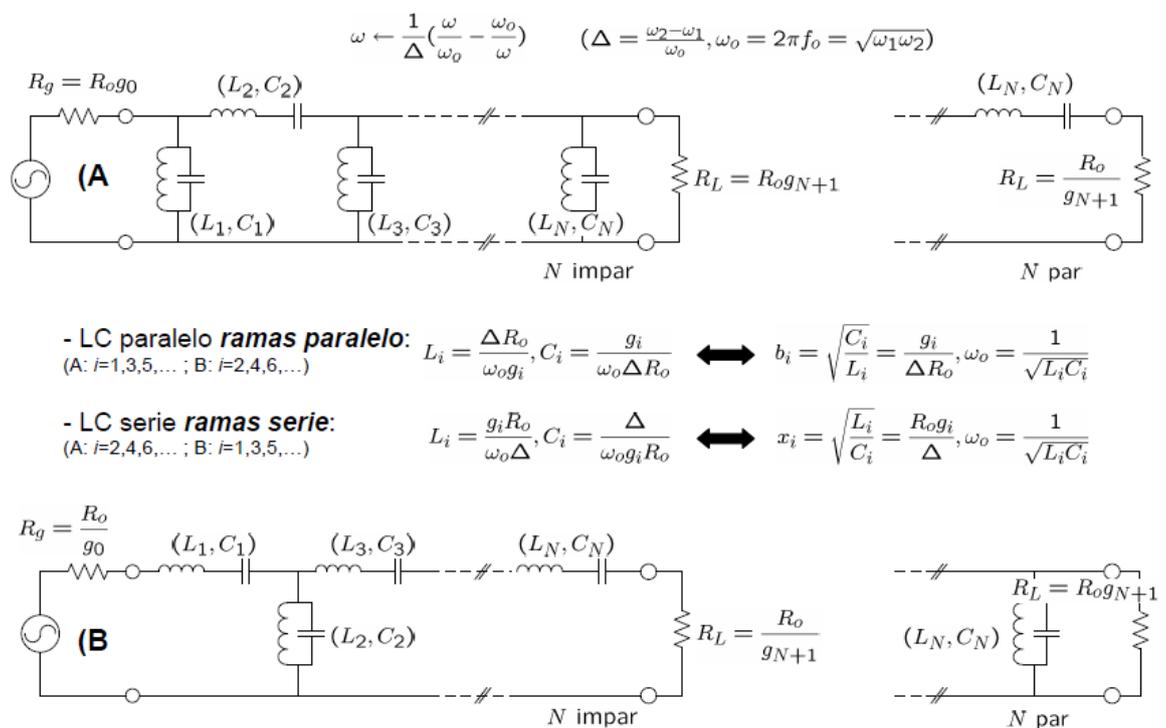


Figura 2-14: Configuración paso banda.

Las transformaciones a paso alto y banda eliminada se hacen de manera similar a las descritas anteriormente. La Figura 2-15 muestra un resumen de los distintos tipos de transformaciones con su correspondiente cambio de variable.

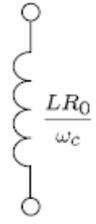
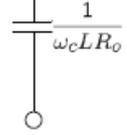
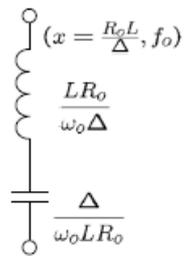
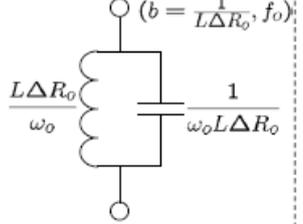
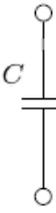
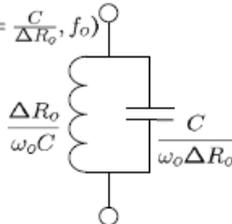
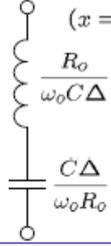
	Esc. en frec.	Paso Alto	Paso Banda	Banda Eliminada
				
Transf. de frec.	$\omega \leftarrow \frac{\omega}{\omega_c}$	$\omega \leftarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$	$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$	$\omega \leftarrow \Delta \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^{-1}$
				
			$(\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2})$	
			$(x = \frac{R_0 L}{\Delta}, f_0)$	$(b = \frac{1}{L \Delta R_0}, f_0)$
			$(b = \frac{C}{\Delta R_0}, f_0)$	$(x = \frac{R_0}{C \Delta}, f_0)$
			Transformación a nuevo nivel de impedancia: R_0	

Figura 2-15: Resumen transformaciones en frecuencia e impedancia.

2.4.2 Resonadores

Usados en una gran variedad de dispositivos: filtros, osciladores, amplificadores... Los resonadores a frecuencias de microondas son complejos de implementar. No obstante, su respuesta es muy parecida a la de los elementos concentrados cuando se encuentran cerca de la zona de resonancia.

La resistencia R es una resistencia parásita equivalente que está asociada a las pérdidas por disipación de potencia del inductor y el capacitor reales, así como a la posible potencia disipada por alguna carga externa acoplada al circuito resonante.

2.4.2.1 Resonador serie

Un resonador serie RLC como el de la Figura 2-16 tiene una impedancia de entrada de:

$$Z_{in} = R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \quad (2.44)$$

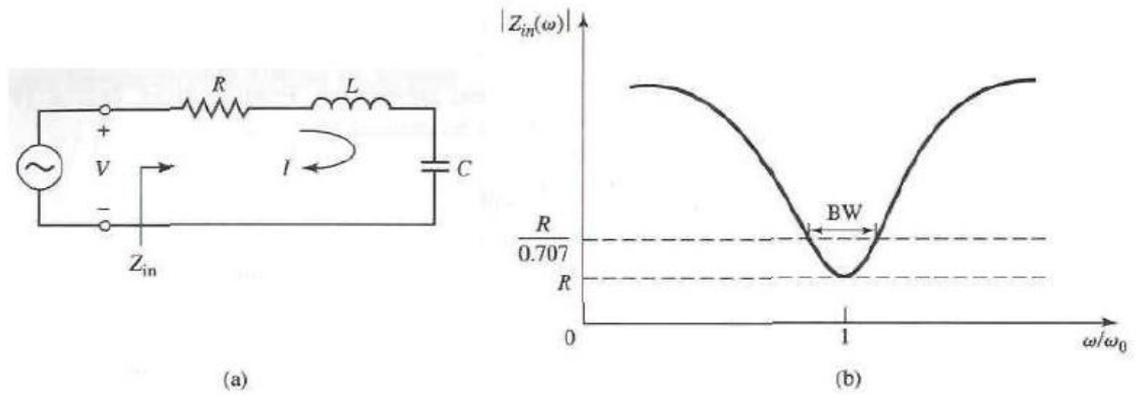


Figura 2-16: Resonador RLC serie (de [2]). (a) Circuito. (b) Respuesta.

La potencia compleja entregada al resonador es:

$$P_{in} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{in}|I|^2 = \frac{1}{2}Z_{in}\left|\frac{V}{Z_{in}}\right|^2 = \frac{1}{2}|I|^2\left(R + j\omega L - \frac{j}{\omega C}\right) \quad (2.45)$$

La potencia disipada por la resistencia es:

$$P_{loss} = \frac{1}{2}|I|^2 R \quad (2.46)$$

La energía magnética media almacenada en el inductor L y la energía eléctrica media almacenada en el capacitor C vienen dada por:

$$W_m = \frac{1}{4}|I|^2 L \quad W_e = \frac{1}{4}|V_c|^2 C = \frac{1}{4}|I|^2 \frac{1}{\omega^2 C} \quad (2.47)$$

Teniendo en cuenta lo anterior, la potencia compleja y la impedancia de entrada pueden ser reescritas de la siguiente forma:

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (2.48)$$

$$Z_{in} = \frac{2P_{in}}{|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \quad (2.49)$$

La resonancia ocurre cuando la energía magnética media almacenada es igual a la energía eléctrica media almacenada, $W_m = W_e$. Teniendo en cuenta (2.46) y (2.49) la impedancia de entrada en resonancia es:

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R \quad (2.50)$$

lo que implica que es real. Puesto que $W_m = W_e$, la pulsación de resonancia ω_0 queda definida como:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.51)$$

Otro parámetro importante de un circuito resonante es el factor de calidad Q , el cual cuantifica cuánto de selectivo en frecuencia es el circuito.

$$Q = \frac{\text{energía media almacenada}}{\text{energía perdida}} = \omega \frac{W_m + W_e}{P_l} \quad (2.52)$$

Q es una medida de las pérdidas del circuito resonante por lo que a mayor Q menores serán las pérdidas y mayor la selectividad en frecuencia. A la pulsación de resonancia, el valor de Q será:

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (2.53)$$

lo que demuestra que Q aumenta al disminuir R .

Ahora se va a considerar el comportamiento de la impedancia de entrada del resonador a frecuencias cercanas a la de resonancia. Se parte de $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ donde $\Delta\omega$ es pequeño y se reformula (2.44) teniendo en cuenta (2.51), por lo que obtenemos:

$$Z_{in} = R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right) \quad (2.54)$$

Como $\Delta\omega$ tiene un valor pequeño, $\omega^2 - \omega_0^2 = (\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) = \Delta\omega(2\omega - \Delta\omega) \approx 2\omega\Delta\omega$. Así, queda:

$$Z_{in} \approx R + j2L\Delta\omega = R + j \frac{2RQ\Delta\omega}{\omega_0} = R \left(1 + j2Q \frac{f - f_0}{f_0} \right) \quad (2.55)$$

Un resonador con pérdidas puede ser modelado como un resonador sin pérdidas cuya pulsación de resonancia ω_0 se sustituye por una pulsación de resonancia compleja ω_0' de valor:

$$\omega_0' = \omega_0 \left(1 + \frac{j}{2Q} \right) \quad (2.56)$$

Esto es muy útil puesto que en la práctica, la mayoría de los resonadores tienen pérdidas muy pequeñas. Así, utilizando (2.55) con $R = 0$ y sustituyendo la pulsación por la pulsación compleja, la impedancia de entrada queda:

$$Z_{in} \approx j2L(\omega - \omega_0') = j2x \frac{f - f_0'}{f_0} \quad (2.57)$$

siendo x la pendiente de la reactancia en resonadores serie. Esta expresión será útil para identificar circuitos equivalentes con resonadores de elementos distribuidos.

$$x = \frac{f_0}{2} \left. \frac{d\zeta[Z]}{df} \right|_{f=f_0} \quad [\Omega] \quad (2.58)$$

$$Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{x}{R} \quad x = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.59)$$

Otro parámetro a tener en cuenta es el ancho de banda fraccional a 3 dB de la impedancia del resonador. La Figura 2-16 muestra la variación de la impedancia de entrada en función de la frecuencia. Cuando la frecuencia es tal que $|Z_{in}|^2 = 2R^2$ entonces la potencia entregada al circuito es la mitad que la que se entrega cuando está en resonancia. Si BW es el ancho de banda fraccional, entonces $\Delta\omega/\omega_0 = BW/2$ en la banda superior. A partir de (2.55) se obtiene que:

$$|R + jRQ(BW)|^2 = 2R^2 \quad (2.60)$$

$$BW = \frac{1}{Q} \quad (2.61)$$

2.4.2.2 Resonador paralelo

El resonador paralelo RLC es el circuito dual del resonador serie. Se muestra en la Figura 2-17 y su impedancia es:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (2.62)$$

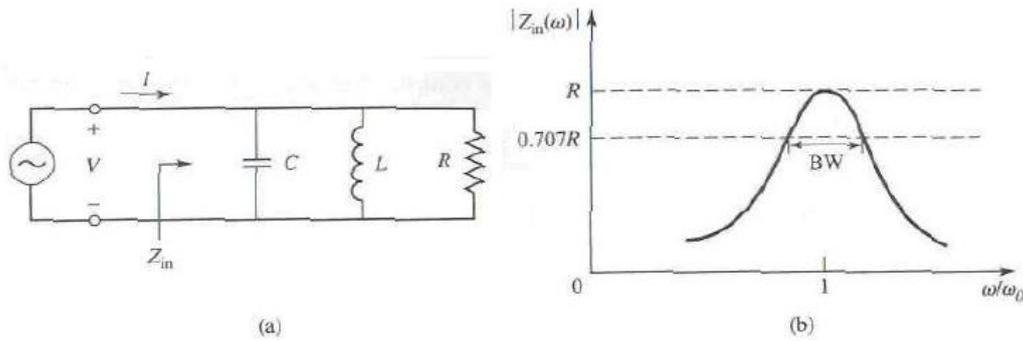


Figura 2-17: Resonador RLC paralelo (de [2]). (a) Circuito. (b) Respuesta.

La potencia compleja entregada al resonador es:

$$P_{in} = \frac{1}{2}VI^* = \frac{1}{2}Z_{in}|I|^2 = \frac{1}{2}|V|^2 \frac{1}{Z_{in}^*} = \frac{1}{2}|V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{j}{\omega L} - j\omega C \right) \quad (2.63)$$

La potencia disipada por la resistencia R es:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (2.64)$$

La energía eléctrica media almacenada en el capacitor C es:

$$W_e = \frac{1}{4}|V|^2 C \quad (2.65)$$

La energía magnética media almacenada en el inductor L es:

$$W_m = \frac{1}{4}|I_L|^2 L = \frac{1}{4}|V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (2.66)$$

Al igual que ocurre en el caso serie, la resonancia aparece cuando $W_m = W_e$ y la impedancia de entrada en la resonancia es R .

El factor de calidad de un resonador paralelo Q viene definido por la siguiente expresión:

$$Q = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (2.67)$$

Aquí, al contrario que ocurría antes, el factor de calidad aumenta al aumentar R .

La admitancia de entrada para frecuencias cercanas a la de resonancia será:

$$\begin{aligned} Y_{in} &= \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{R} + \frac{1 - \Delta\omega/\omega_0}{j\omega_0 L} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C = \\ &= \frac{1}{R} + j \frac{\Delta\omega}{\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C \approx \frac{1}{R} + 2j(\omega - \omega_0)C = \frac{1}{R} \left(1 + j2Q \left(\frac{f - f_0}{f} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.68)$$

Utilizando $R = \infty$ y sustituyendo ω_0 por la pulsación compleja ω_0' , obtenemos:

$$Y_{in} \approx j2C(\omega - \omega_0') = j2b \frac{f - f_0'}{f_0} \quad (2.69)$$

donde b es la pendiente de la susceptancia en resonadores paralelos. Al igual que ocurría antes, esta expresión es útil para identificar circuitos equivalentes con resonadores de elementos distribuidos.

$$b = \frac{f_0}{2} \left. \frac{d\zeta[Z]}{df} \right|_{f=f_0} \quad [\Omega^{-1}] \quad (2.70)$$

$$Q = \omega_0 \frac{C}{G} = \frac{b}{G} \quad b = \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.71)$$

En este caso, cuando la impedancia de entrada es $|Z_{in}|^2 = R^2/2$, la potencia entregada al circuito es la mitad que la que se entrega cuando está en resonancia.

El ancho de banda fraccional, igual que para el caso serie es:

$$BW = \frac{1}{Q} \quad (2.72)$$

2.4.3 Líneas de transmisión como resonadores

Como ya se ha visto, los circuitos con elementos concentrados son generalmente irrealizables a las frecuencias de microondas, por lo que los circuitos con elementos distribuidos se usan frecuentemente. En las frecuencias de microondas las longitudes de onda son muy pequeñas por lo que el tamaño físico del elemento es una fracción considerable de ésta y los efectos de propagación en el interior del elemento no son despreciables. A continuación se muestran distintas secciones de líneas de transmisión con diferentes longitudes y terminaciones para implementar como resonadores.

2.4.3.1 Línea de transmisión $\lambda/2$ cortocircuitada

Se considera una línea de transmisión con pérdidas, cortocircuitada en un extremo tal y como aparece en Figura 2-18. La línea tienen una impedancia característica Z_0 , constante de propagación β y constante de atenuación α . A la frecuencia de $\omega = \omega_0$ la longitud de la línea es $l = n\lambda_0/2$ con $\lambda_0 = 2\pi/\beta_0$ y se comportará como un circuito RLC serie. La impedancia de entrada viene definida por la siguiente expresión:

$$Z_{in} = Z_0 \tanh(\alpha + j\beta)l = Z_0 \frac{\tanh \alpha l + j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l} \quad (2.73)$$

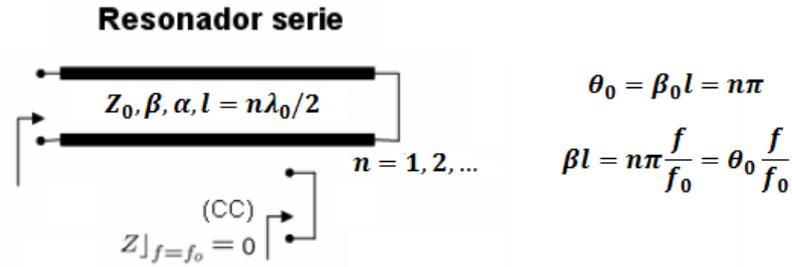


Figura 2-18: Resonador serie con línea de transmisión $\lambda/2$ cortocircuitada.

En la práctica, la mayoría de las líneas de transmisión tienen pérdidas pequeñas por lo que se puede asumir que $\alpha l \ll 1$ y $\tanh \alpha l \approx \alpha l$. Si además se expresa $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ donde $\Delta\omega$ es pequeño, y se asume que se genera un modo TEM en la línea, entonces:

$$\beta l = \frac{\omega l}{v_p} = \frac{\omega_0 l}{v_p} + \frac{\Delta\omega l}{v_p} \quad (2.74)$$

donde v_p es la velocidad de fase de la línea de transmisión. Para $l = n\lambda/2 = n\pi v_p/\omega_0$ y $\omega = \omega_0$:

$$\tan \beta l = \tan \left(n\pi + \frac{n\Delta\omega\pi}{\omega_0} \right) = \tan \frac{n\Delta\omega\pi}{\omega_0} \approx \frac{n\Delta\omega\pi}{\omega_0} \quad (2.75)$$

Por lo que la impedancia de entrada es:

$$Z_{in} \approx Z_0 \frac{\alpha l + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)}{1 + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)\alpha l} \approx Z_0 \left(\alpha l + j \frac{n\Delta\omega\pi}{\omega_0} \right) = Z_0 \left(1 + j \frac{n\pi}{\alpha l} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (2.76)$$

pues $\Delta\omega\alpha/\omega_0 \ll 1$.

La ecuación anterior es de la forma:

$$Z_{in} = R + 2jL\Delta\omega = R \left(1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)$$

la cual se corresponde con la impedancia de entrada de un resonador RLC serie tal y como se vio en (2.55). Comparando ambas, se puede entonces identificar términos y obtener:

$$R = Z_0\alpha l \quad L = \frac{n\pi Z_0}{2\omega_0} \quad C = \frac{2}{n\pi Z_0\omega_0} \quad Q = \frac{n\pi}{2\alpha l} \quad x = \frac{Z_0 n\pi}{2} \quad (2.77)$$

El circuito resuena para $l = n\lambda/2$ con $n=1, 2, 3, \dots$

2.4.3.2 Línea de transmisión $\lambda/2$ en circuito abierto

Este resonador se usa frecuentemente en circuitos microstrip y consiste en una línea de transmisión terminada en circuito abierto. Funciona como un circuito resonante RLC paralelo cuando la longitud de la línea es $n\lambda_0/2$.

2.4.3.3 Línea de transmisión $\lambda/4$ cortocircuitada

Un circuito resonante paralelo (antiresonante) puede conseguirse con una línea de transmisión cortocircuitada de longitud $\lambda/4$ tal y como se muestra en Figura 2-19. Su admitancia a la entrada es:

$$Y_{in} = Y_0 \coth(\alpha + j\beta)l = Y_0 \frac{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l}{\tanh \alpha l + j \tan \beta l} \tag{2.78}$$

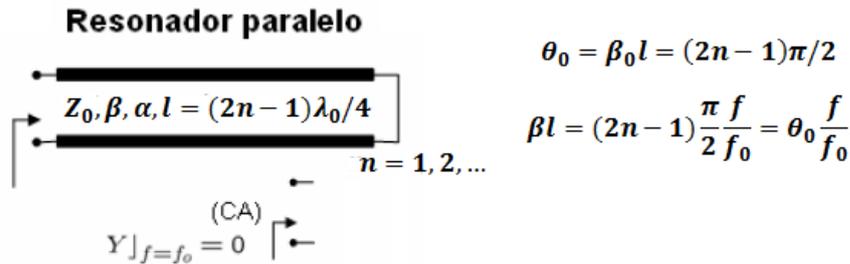


Figura 2-19: Resonador paralelo con línea de transmisión $\lambda/4$ cortocircuitada.

Si se hacen aproximaciones, tal y como ocurría para el caso anterior, se obtiene:

$$Y_{in} \approx Y_0 \alpha l + Y_0 \frac{j\pi \Delta \omega}{2\omega_0} = Y_0 \alpha l \left(1 + \frac{j\pi \Delta \omega}{2\omega_0 \alpha l} \right) \tag{2.79}$$

Comparando con la expresión para el resonador RLC paralelo, se tiene:

$$G = Y_0 \alpha l \quad C = Y_0 \frac{(2n-1)\pi}{4\omega_0} \quad L = \frac{4Z_0}{\pi(2n-1)\omega_0} \tag{2.80}$$

$$Q = \frac{(2n-1)\pi}{4\alpha l} \quad b = Y_0 \frac{(2n-1)\pi}{4}$$

2.4.3.4 Línea de transmisión $\lambda/4$ en circuito abierto

Consiste en una línea de transmisión terminada en circuito abierto. Funciona como un circuito resonante RLC serie cuando la longitud de la línea es $(2n-1) \lambda_o/4$.

La Figura 2-20 muestra un resumen de los distintos resonadores de elementos concentrados y distribuidos comentados anteriormente.

			Frec. Resonan.	Pendiente	Q
S E R I E		$Z \approx_{f \approx f_o} j2x \frac{f - f'_o}{f_o}$	$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$x = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$Q = \frac{x}{R}$
	$Z_c, \alpha, \theta_o = (2n - 1)\pi/2$ $(d=(2n-1)\lambda_o/4)$	$Z _{f=f_o} = 0$ (CC)		$x = Z_c \frac{\theta_o}{2}$	
	$Z_c, \alpha, \theta_o = n\pi$ $(d=n\lambda_o/2)$	$f'_o = f_o(1 - \frac{1}{2jQ})$	$f_o = \frac{\theta_o c_{luz}}{2\pi d}$ $(\theta = \beta d = \theta_o \frac{f}{f_o})$		$Q = \frac{\theta_o}{2\alpha d}$
P A R A L E L O	$Z_c, \alpha, \theta_o = (2n - 1)\pi/2$ $(d=(2n-1)\lambda_o/4)$	$Y \approx_{f \approx f_o} j2b \frac{f - f'_o}{f_o}$		$b = Y_c \frac{\theta_o}{2}$	
	$Z_c, \alpha, \theta_o = n\pi$ $(d=n\lambda_o/2)$	$Y _{f=f_o} = 0$ (CA)			
			$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$b = \sqrt{\frac{C}{L}}$	$Q = \frac{b}{G}$

Figura 2-20: Resumen de resonadores de elementos concentrados y distribuidos.

2.4.4 Cavidades rectangulares como resonadores

Los resonadores RLC pueden construirse también mediante secciones cerradas de guía de onda como la que se muestra en la Figura 2-21. Debido a las pérdidas por radiación de una guía abierta, los resonadores en guía se cortocircuitan en ambos extremos ($z = 0$ y $z = d$) formando una cavidad cerrada. En este tramos de guía aparecerán ondas estacionarias que resultan de la superposición de modos viajando en sentidos $+z$ y $-z$.

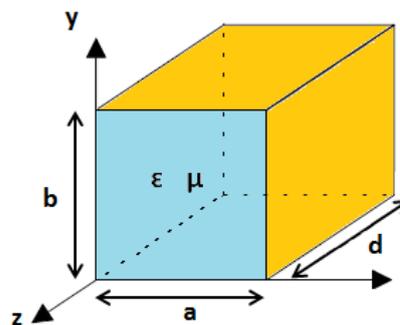


Figura 2-21: Cavidad rectangular.

La energía eléctrica y magnética se almacena en el interior de la cavidad. Si el conductor no es perfecto o el dieléctrico tiene pérdidas, la potencia se disipa por las paredes metálicas o por el dieléctrico que rellena la guía. El acoplamiento del resonador se hace a través de una pequeña apertura o iris.

Como ocurre con los resonadores, la condición de resonancia sólo se cumplirá para determinadas frecuencias que vendrán determinadas por las condiciones que debe cumplir el campo electromagnético en los planos de los cortocircuitos (paredes de conductor perfecto).

La condición que hay que cumplir es que en los extremos ($z = 0$ y $z = d$) el campo eléctrico transversal sea cero ($E_x = E_y = 0$). Esto ocurre cuando la longitud del tramo de guía d es un múltiplo entero de $\lambda/2$. Así, la frecuencia de resonancia de los modos TE_{mnl} o TM_{mnl} viene dada por:

$$f_{res_{mnl}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (2.81)$$

donde: $p = 1, 2, 3...$

TE: $m, n = 0, 1, 2...$; $m = n \neq 0$;

TM: $m, n = 1, 2...$;

Si se cumple que $b < a < d$, entonces el modo resonante fundamental de la cavidad será el TE_{101} .

2.4.5 Inversores de impedancia y admitancia

A la hora de implementar un filtro es deseable usar elementos que estén todos en serie o en paralelo. Las identidades de Kuroda permiten dicha funcionalidad tal y como aparece en [2].

Un inversor de impedancia es un transformador $\lambda/4$ ideal cuya funcionalidad consiste en conseguir en la entrada la inversa de la admitancia o la impedancia de carga, tal y como se muestra en la Figura 2-22. Permite así simplificar las redes obtenidas en el diseño de filtros. Un inversor de impedancia (K) será usado para convertir un filtro paso banda en una red que contendrá sólo elementos serie. Un inversor de admitancia (K) permitirá diseñar el filtro sólo con elementos paralelos. Además, si se elige correctamente el valor de los inversores, todos los capacitores e inductores tendrán el mismo valor.

Así, un ejemplo de un filtro paso banda mediante inversores se muestra a continuación:

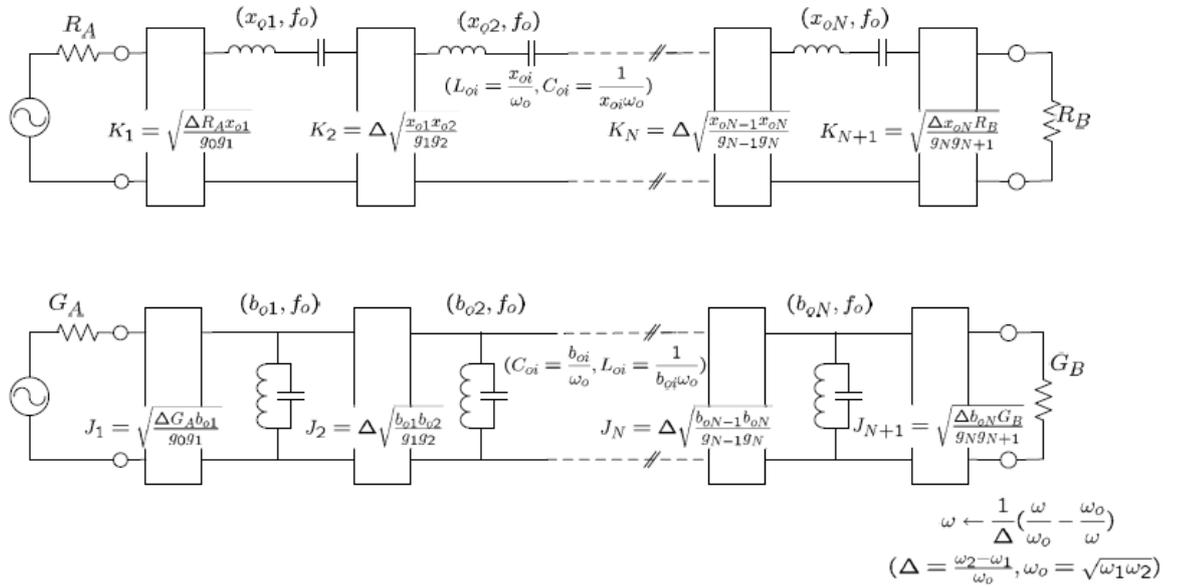


Figura 2-24: Filtro paso banda con inversores.

Los parámetros x_{oi} , b_{oi} (pendiente de los resonadores), R_A , R_B , G_A , G_B , f_o , Δ toman valores arbitrarios que el diseñador tiene que escoger.

Existen numerosos circuitos que funcionan como inversores, además de la línea $\lambda/4$. Algunos están formados sólo por elementos concentrados y otros son circuitos mixtos con líneas de transmisión y elementos concentrados. Las siguientes figuras muestran ejemplos de ambos tipos:

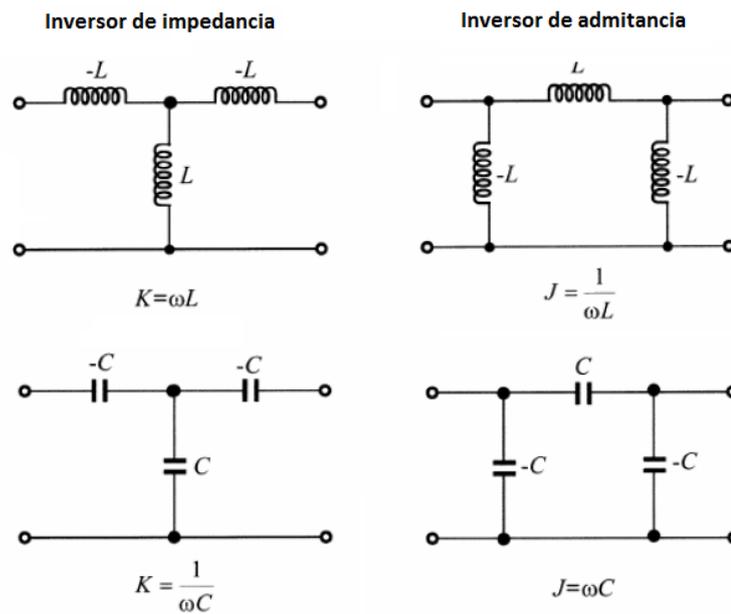


Figura 2-25: Inversores de impedancia y admitancia con elementos concentrados.

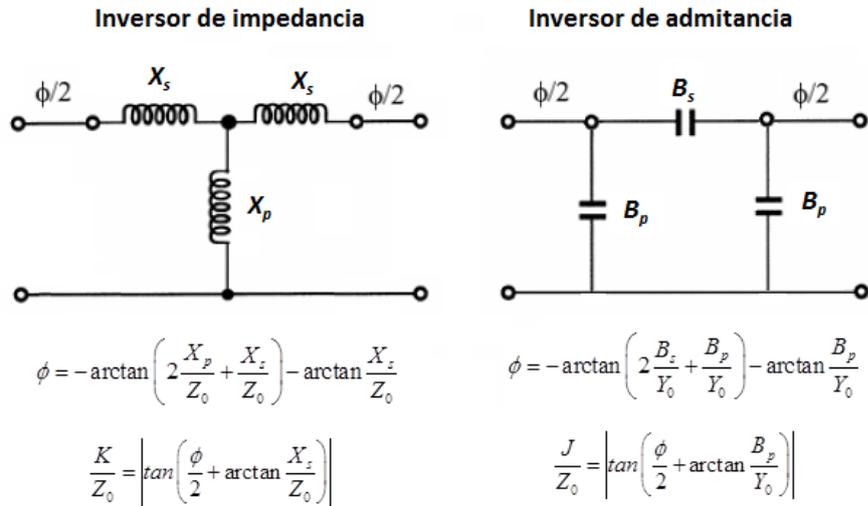


Figura 2-26: Inversor de impedancia y admitancia con circuitos mixtos.

El circuito mixto que aparece en la Figura 2-26 será el que se use a la hora de diseñar filtros en guía de onda rectangular pues tiene una mayor similitud con la representación circuital del iris.

3 Diseño de filtros en guía rectangular

3.1 Introducción

Los métodos de diseño de filtros siguen generalmente dos pasos: primero se resuelve el problema de síntesis usando los elementos concentrados tal y como se vio en el capítulo anterior y, posteriormente, se establece un equivalente entre el circuito sintetizado y la estructura real distribuida, que en este caso será una guía de onda.

Como ya se ha comentado en capítulos anteriores, la gran ventaja de utilizar dispositivos en guía de onda es que a frecuencias altas de operación ofrecen bajas pérdidas y permiten manejar altas potencias. Sin embargo, ofrecen un coste y volumen mayor que otras líneas de transmisión como microstrip o stripline.

3.2 Diseño de filtros de iris en guía de onda

Este método combina los inversores de impedancia K con un simulador electromagnético para calcular las dimensiones físicas del filtro. El filtro consiste en una serie de cavidades resonantes en guía de onda operando en el modo TE_{10n} , separadas entre sí por un iris inductivo tal y como se muestra a continuación. El número de cavidades resonantes se corresponderá con el orden del filtro.

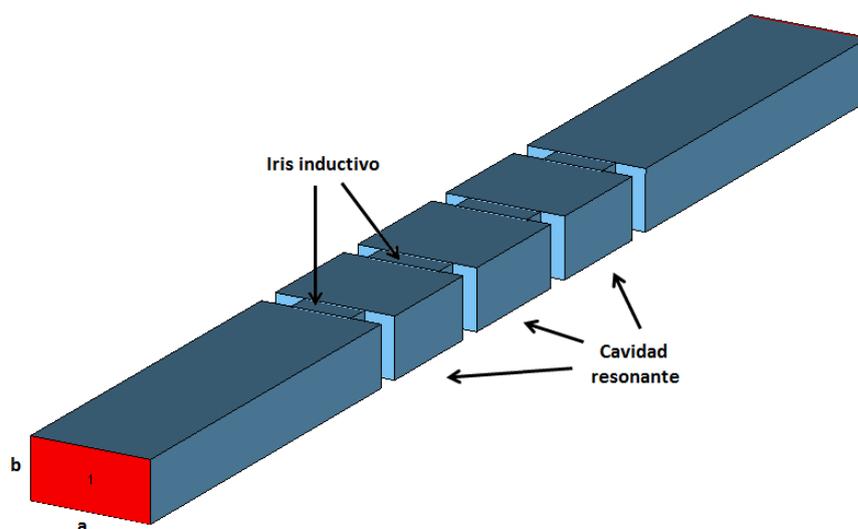


Figura 3-1: Filtro de iris en guía de onda de orden 3.

Mediante el simulador electromagnético se obtiene la matriz de parámetros S del iris y posteriormente se calcula su red T equivalente. Cada iris está representado por dos inductancias serie X_s y una inductancia paralelo X_p , tal y como muestra la Figura 3-2.

Para adecuar este circuito equivalente a la forma del inversor de impedancia K que aparece en la Figura 2-26 se añade una sección de longitud $\phi/2$ y otra de $-\phi/2$ a cada lado de la discontinuidad tal y como se muestra en Figura 3-3c. Esta adición de longitudes no supone un cambio en el circuito original.

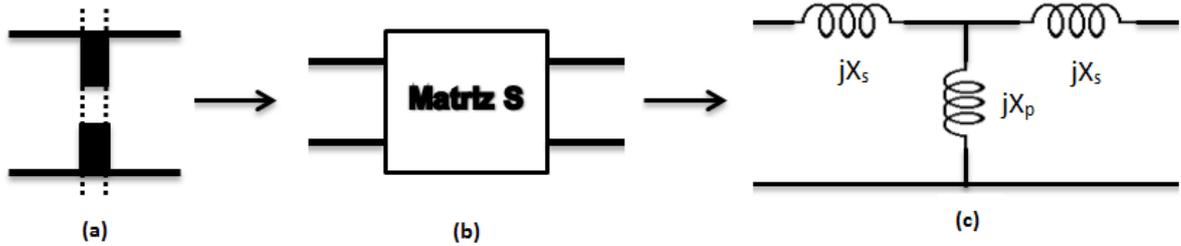


Figura 3-2: Filtro guía de onda. (a) Iris. (b) Matriz S equivalente. (c) Red T equivalente.

Las ecuaciones que relacionan la matriz de dispersión con los valores de las inductancias vienen descritas en [4] y son las siguientes:

$$j \cdot \frac{X_s}{Z_0} = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (3.1)$$

$$j \cdot \frac{X_p}{Z_0} = \frac{2 \cdot S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2} \quad (3.2)$$

Una vez obtenidos los valores de las inductancias calculamos su correspondiente valor del inversor de impedancia a través de las siguientes expresiones:

$$\phi = -\arctan\left(2 \frac{X_p}{Z_0} + \frac{X_s}{Z_0}\right) - \arctan \frac{X_s}{Z_0} \quad (3.3)$$

$$\frac{K}{Z_0} = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2} + \arctan \frac{X_s}{Z_0}\right) \right| \quad (3.4)$$

Para diseñar el iris mediante un valor determinado del inversor se procede a variar la apertura del iris W y, mediante un simulador electromagnético, obtener sus parámetros S y con ello los valores de X_s , X_p , K y ϕ , los cuales dependen de todos de W . Con todo esto se construye una curva en la que aparezca K vs W . Así, conocido el valor de K se puede identificar su correspondiente valor de W , y mediante el parámetro ϕ_i asociado calcular la longitud del resonador a través de:

$$l_r = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\pi + \frac{1}{2}(\phi_r + \phi_{r+1}) \right] \quad r = 1, \dots, N \quad (3.5)$$

La figura siguiente muestra los distintos circuitos equivalentes al filtro de iris en guía de onda.

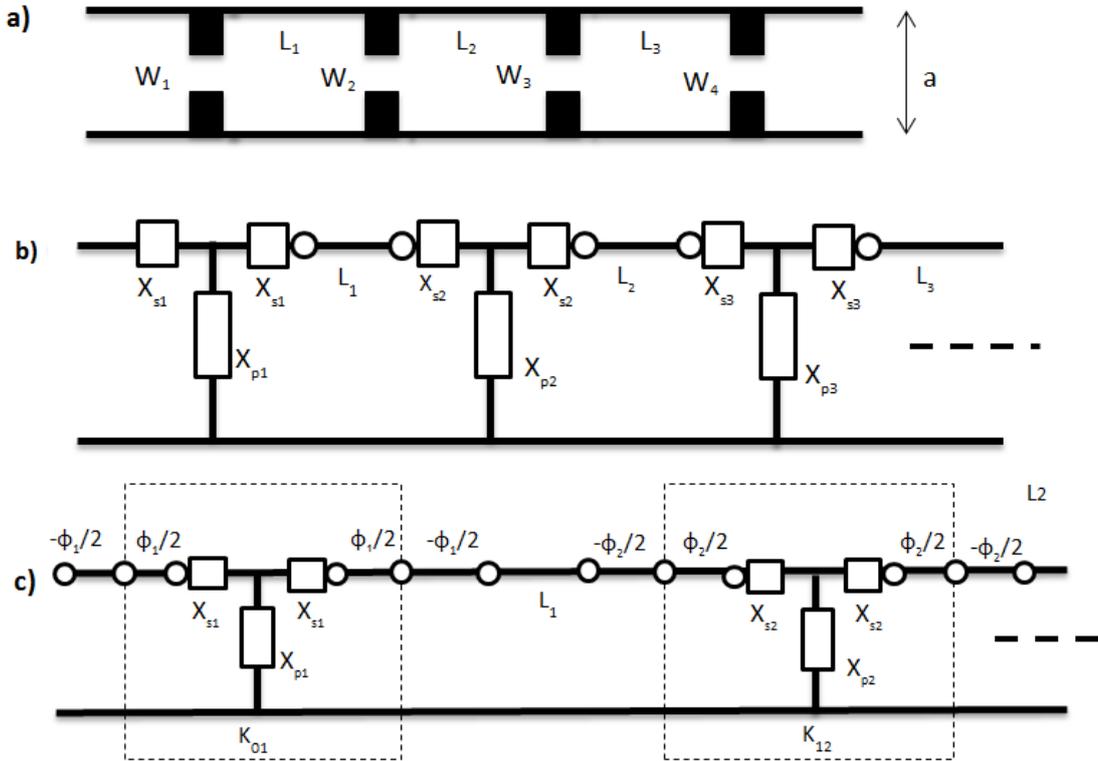


Figura 3-3: Filtro de iris de orden 3 en guía de onda. (a) Filtro visto desde arriba. (b) Circuito equivalente. (c) Circuito equivalente modificado.

3.3 Optimización

En esta etapa lo que se pretende es reducir la diferencia que existe entre la respuesta del circuito de elementos concentrados y la del filtro en guía obtenido. Esta diferencia aparece debido a que el modelo sólo tiene en cuenta el modo fundamental. Sin embargo, en las discontinuidades aparecen modos evanescentes de orden superior que pueden llegar al siguiente iris y resonar.

En la diferencia de resultados también influye que la respuesta de los elementos distribuidos es parecida a la de los elementos concentrados para un ancho de banda determinado. Además, en el método usado, el valor de la apertura del iris se aproxima a un valor del inversor K , pero no es su valor exacto, lo cual influye en la respuesta final. Por todo ello, la respuesta obtenida puede que no cumpla las especificaciones que en un principio cabría esperar.

Para mejorar la respuesta obtenida se lleva a cabo una optimización de los resultados mediante la función *fminsearch* de Matlab. Ésta encuentra el valor mínimo de una función multivariable mediante el método simplex. La función a minimizar será la llamada función de coste, que tiene la siguiente expresión:

$$f_{\text{coste}}(x) = \sum_{i=1}^N \left[\left(|S_{11}^{\text{cir}}(f_i)| - |S_{11}^{\text{MM}}(f_i)| \right)^2 + \left(|S_{21}^{\text{cir}}(f_i)| - |S_{21}^{\text{MM}}(f_i)| \right)^2 \right] \quad (3.6)$$

La función de coste calcula la diferencia entre los parámetros S de la respuesta circuital de los elementos concentrados y los de la estructura (calculados mediante técnicas de ajuste modal y que dependen de las anchuras de los iris y de la longitud de las cavidades). Esto se realiza en las frecuencias f_i . Cuanto mayor sea la diferencia entre ambas respuestas, mayor será la función de coste.

La función *fminsearch* tendrá por tanto que buscar qué valores de las longitudes de las cavidades y de los anchos de los iris hacen que la función de coste $f(x)$ sea menor y, en consecuencia, más parecida a la esperada.

3.4 Ejemplo de diseño

Diseño de un filtro paso banda con las siguientes características:

- Frecuencias de corte: $f_{c1}=16.3$ GHz y $f_{c2} = 17.7$ GHz.
- Orden del filtro : $N = 7$
- Pérdidas de retorno: 20 dB
- Tipo de respuesta: Chebyshev
- Ancho de iris: 2 mm

3.4.1 Caracterización guía de onda

El primer paso consiste en elegir un tamaño de guía de onda adecuado. Buscaremos una propagación monomodo en la banda de trabajo cuyo modo fundamental sea el TE_{10} . Para este diseño se ha elegido $a = 10$ mm y $b = 5$ mm.

La frecuencia de corte de los distintos modos viene definida según la ecuación:

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.7)$$

donde $\epsilon_r = 1$. Resolviendo, queda:

$$f_{c_{TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a} = 15\text{GHz} \quad f_{c_{TE_{20}}} = \frac{c_0}{a} = 30\text{GHz} \quad f_{c_{TE_{01}}} = \frac{c_0}{2b} = 30\text{GHz} \quad (3.8)$$

La carta de modos para los tamaños elegidos es la siguiente:

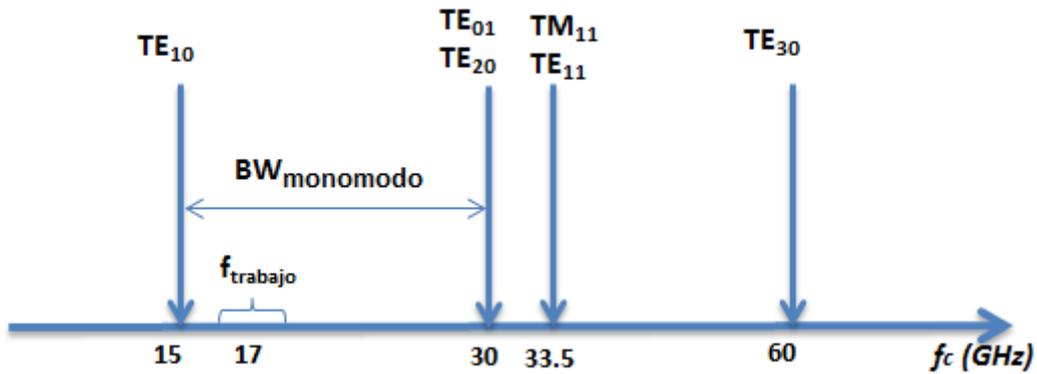


Figura 3-4: Carta de modos.

Se observa que la banda de trabajo está suficientemente alejada de la frecuencia de corte del modo superior (TE_{20}), así como del comienzo de la transmisión monomodo. Por ello, los valores elegidos de las dimensiones del filtro son adecuados.

La longitud de onda de la guía queda:

$$\lambda_{g_{TE_{10}}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{c_{TE_{10}}} / f_0)^2}} = 37.5mm$$

3.4.2 Realización del diseño con elementos concentrados

Para obtener el filtro deseado con elementos concentrados se va a seguir el método de las pérdidas de inserción descrito en la sección 2.4.1. Para ello el primer paso será obtener los valores del prototipo paso bajo normalizado y calcular las redes LC.

Valores del prototipo paso bajo normalizado						
g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
1.0097	1.4368	1.9414	1.6216	1.9414	1.4368	1.0097

Tabla 3-1: Valores prototipo paso bajo normalizado.

Elementos del filtro paso banda	Condensador (pF)	Bobina (nH)
Resonador paralelo	114.8	7.64e-4
Resonador serie	0.54	0.16
Resonador paralelo	220.7	3.97e-4
Resonador serie	0.476	0.18
Resonador paralelo	220.7	3.97e-4
Resonador serie	0.54	0.16
Resonador paralelo	114.8	7.64e-4

Tabla 3-2: Valores de condensadores y bobinas para filtro paso banda.

El ancho de banda fraccional del filtro es de 8.23%. Unas pérdidas de retorno de 20 dB implican un equirrizado de 0.043 dB en la banda de paso.

Se está considerando el caso ideal en el que las redes RLC no tienen pérdidas. Esto implica que $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$.

Podemos ver cómo los valores de g son simétricos y, en consecuencia, los valores de las redes LC.

El filtro será un circuito simétrico y recíproco por lo que se cumple que $S_{11} = S_{22}$ y $S_{12} = S_{21}$. La siguiente figura muestra la respuesta circuital del filtro:

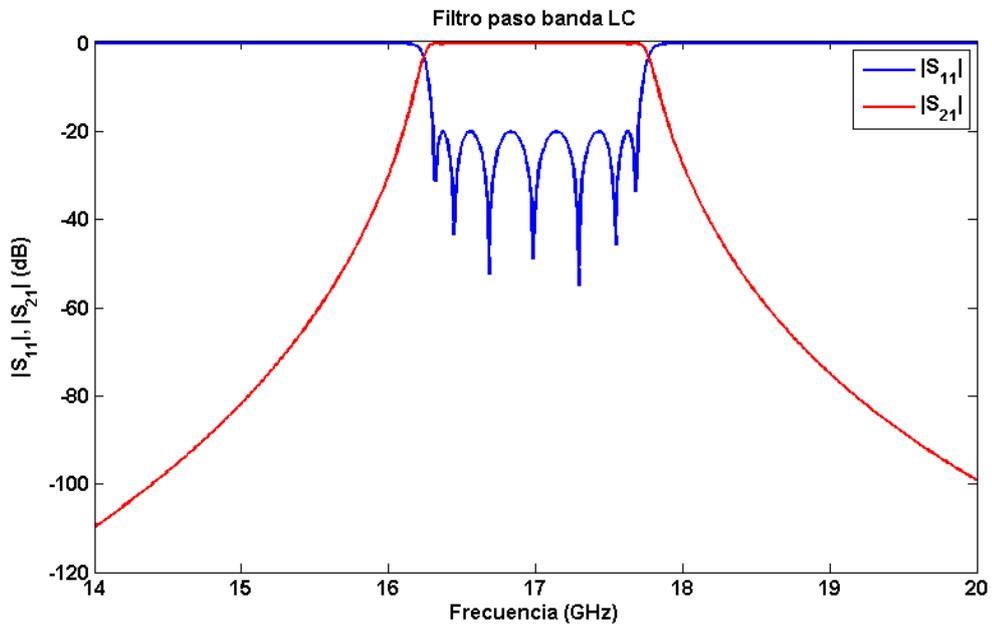


Figura 3-5: Respuesta circuital ideal filtro paso banda.

Una vez se han conseguido los valores de bobinas y condensadores se pasa a obtener los valores de los inversores de impedancia, los cuales permiten que toda la red tenga elementos serie y, posteriormente, calcular los tamaños del filtro en guía. La estructura será la que aparece en la Figura 2-24. El valor de la pendiente de la reactancia x se puede elegir de manera arbitraria. Así, en este diseño se utilizara $x = \pi/2$ para todos los inversores. Con ello, los todos los valores de las bobinas y condensadores del circuito quedan del mismo valor ($L = 14.7$ pH, $C = 5.96$ pF):

$$L = \frac{x}{\omega_0} = \frac{\pi}{2\omega_0} \quad C = \frac{1}{x\omega_0} = \frac{2}{\pi\omega_0} \tag{3.9}$$

En cuanto a los inversores, su expresión es:

$$\frac{K_1}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_0g_1}} \quad \frac{K_i}{Z_0} = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_{i-1}g_i}} \quad i = 2...N \quad \frac{K_{N+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_Ng_{N+1}}} \tag{3.10}$$

donde $\Delta = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}$

Valores de los inversores de impedancia							
K ₁	K ₂	K ₃	K ₄	K ₅	K ₆	K ₇	K ₈
0.7900	0.5232	0.3776	0.3552	0.3552	0.3773	0.5232	0.7900

Tabla 3-3: Valores de los inversores de impedancia.

El circuito con los inversores de impedancia tiene la misma respuesta que la que aparece en la Figura 3-5 con los resonadores LC serie y paralelo.

3.4.3 Realización del diseño con elementos distribuidos

Debido a las altas frecuencias de trabajo, se hace necesario construir el filtro con elementos distribuidos. En este caso se usarán guías de onda de longitud $\lambda_g/2$ como resonadores operando en el modo TE₁₀₁ separadas por irises (que funcionarán como elementos inductivos).

Siguiendo los pasos indicados en la sección 3.2, se obtiene primero los valores de los parámetros de dispersión correspondientes al iris para diferentes aperturas del mismo.

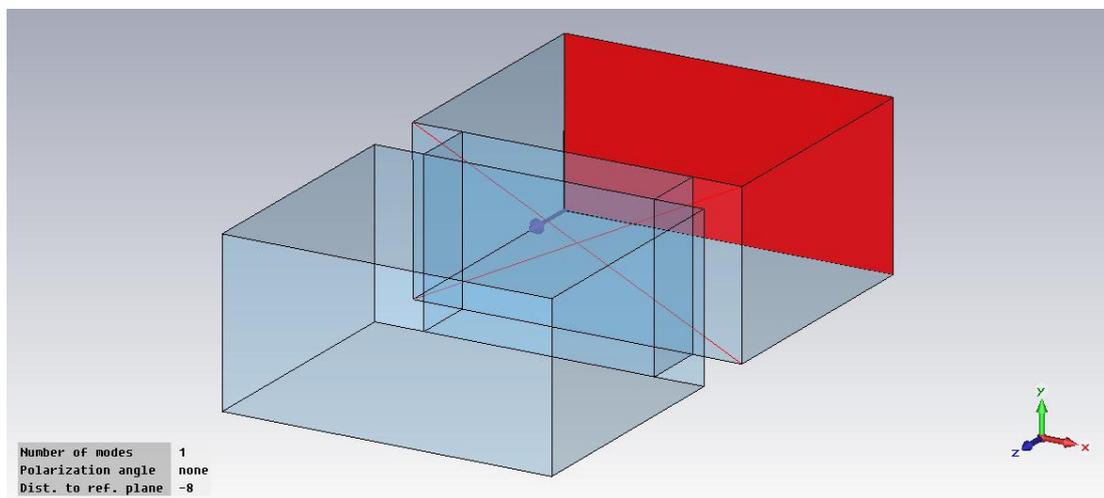


Figura 3-6: Simulación electromagnética iris.

Con dichos valores se calcula X_s , X_p , K y ϕ mediante las ecuaciones (3.1) a (3.4). Esto permite establecer una relación entre el valor del inversor y la apertura del iris. Para el filtro diseñado, queda:

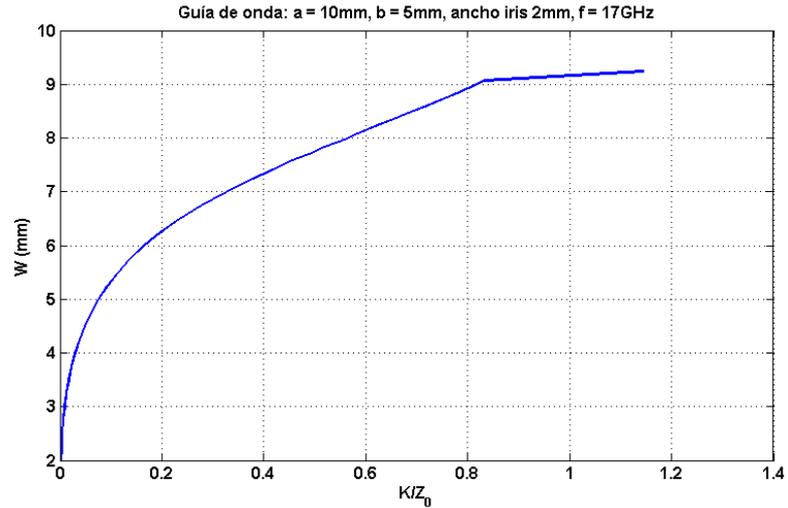


Figura 3-7: Valor del inversor de impedancia normalizado frente a la apertura del iris.

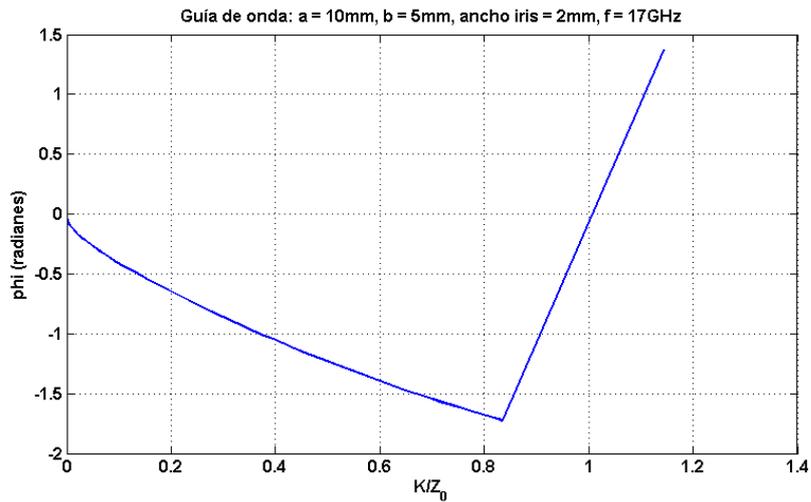


Figura 3-8: Valor del inversor de impedancia normalizado frente a ϕ .

Con las tablas de look-up anteriores y a través de los valores de los inversores de impedancia K que se han obtenido para el diseño en elementos concentrados (los cuales aparecen en la Tabla 3-3) se obtiene la apertura del iris W y el ángulo ϕ . La longitud de los resonadores se calcula a través de la ecuación (3.5).

Apertura iris (mm)							
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
8.92	7.79	7.29	7.17	7.17	7.29	7.79	8.92
Longitud de los resonadores (mm)							
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8
10.08	12.01	12.82	12.98	12.82	12.01	10.08	

Tabla 3-4: Dimensiones filtro en guía antes de optimizar.

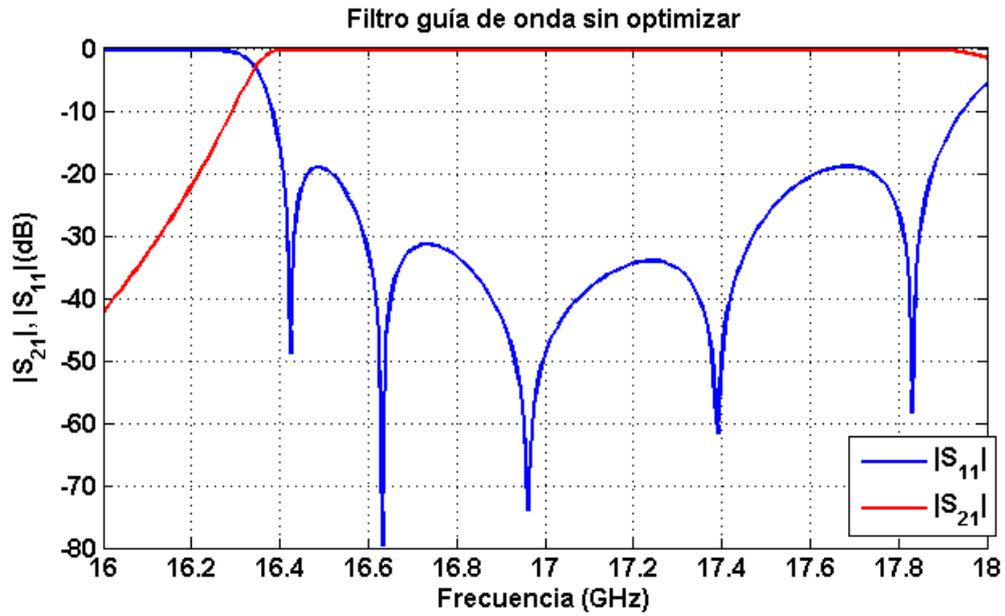


Figura 3-9: Respuesta del filtro en guía de onda sin optimizar.

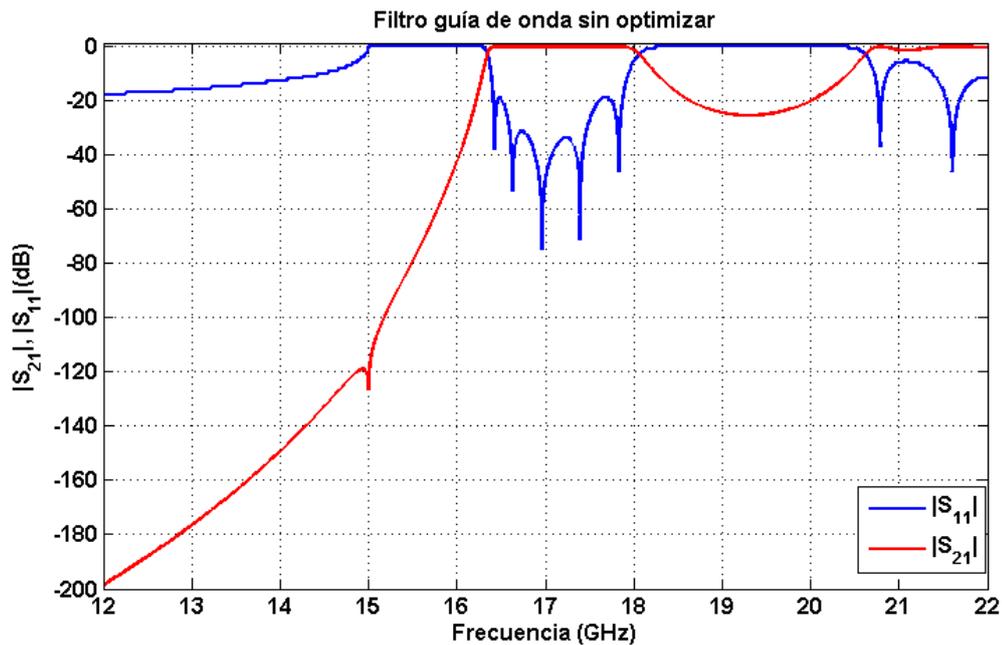


Figura 3-10: Respuesta en banda ancha de filtro en guía de onda sin optimizar.

Se puede observar como la respuesta no se parece mucho a la del circuito de elementos concentrados. Así, aparecen zonas cuya reflexión está por debajo del valor deseado a costa de que la transmisión a frecuencias superiores a la deseada es muy alta. Además, se ha desplazado ligeramente la banda de paso. Estos resultados se deben a que la equivalencia entre los elementos concentrados y los distribuidos no es del todo exacta. Hay que añadir también que el cálculo del ancho de los irises no es muy preciso.

Por todo ello resulta necesario llevar a cabo un proceso de optimización tal y como se ha comentado anteriormente. La nueva respuesta y los tamaños de la guía se muestran a continuación:

Apertura iris (mm)							
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
8.60	7.70	7.30	7.20	7.20	7.30	7.70	8.60
Longitud de los resonadores (mm)							
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 8
11.70	13.10	13.70	13.80	13.70	13.10	11.70	

Tabla 3-5: Dimensiones filtro en guía después de optimizar.

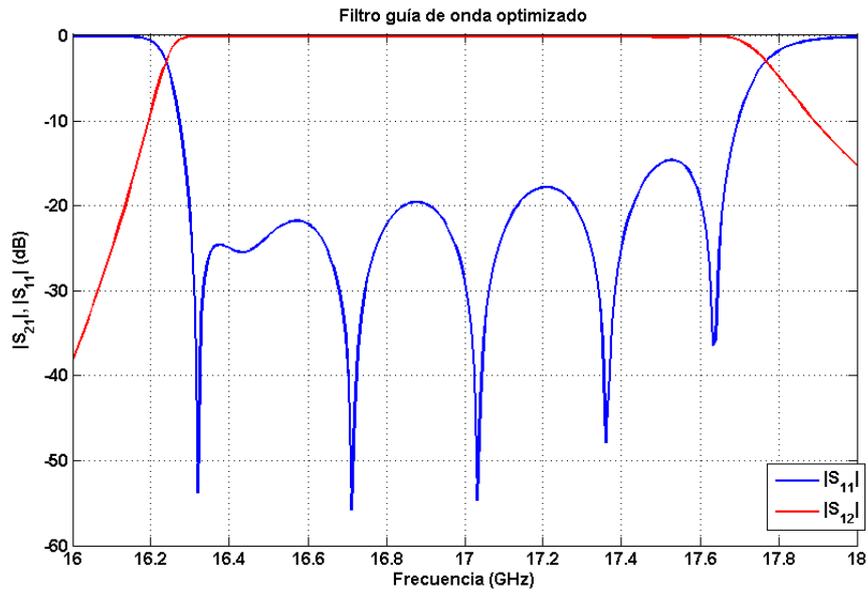


Figura 3-11: Respuesta del filtro en guía de onda optimizado.

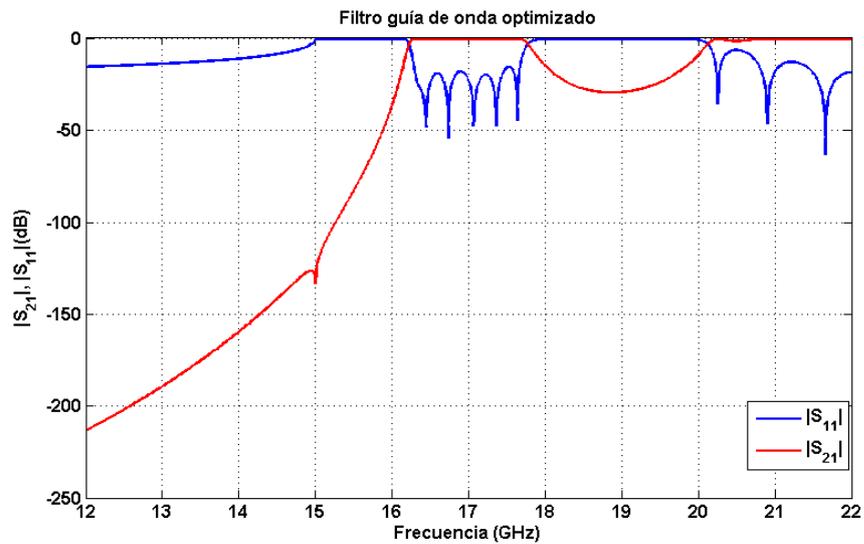


Figura 3-12: Respuesta en banda ancha de filtro en guía de onda optimizado.

Vemos como la respuesta se parece mucho más a la esperada. Sin embargo, a frecuencias cercanas a 17.4 GHz, la reflexión es superior a -20 dB. Esto se debe a que el filtro tiene un ancho de banda bastante grande (1400 MHz), lo que hace que los resultados empeoren ligeramente.

El filtro simulado en CST queda de la siguiente forma:

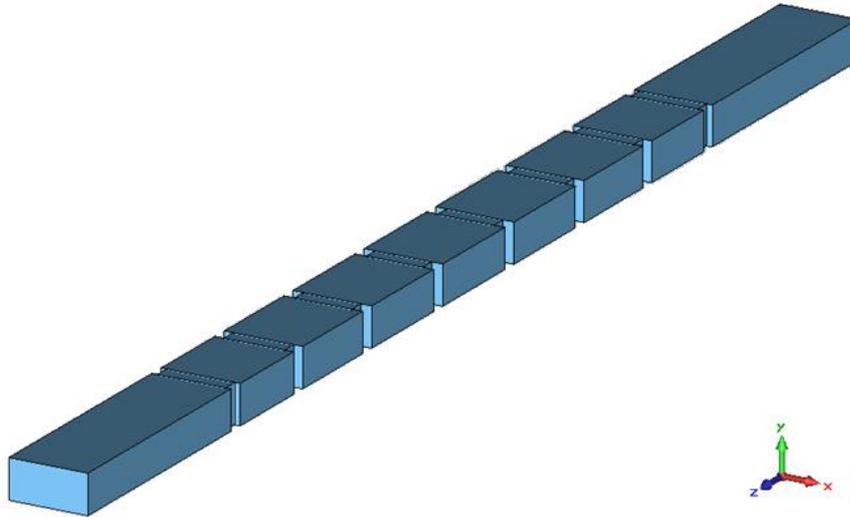


Figura 3-13: Diseño del filtro en CST.

Se pueden observar los siete resonadores correspondientes con el orden del filtro separados entre ellos por irises (ocho en total).

Comparando los resultados antes y después de la optimización vemos que el cambio de tamaño ha sido más notable en la apertura de los irises primeros y últimos:

Apertura iris								
	Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
Tamaño inicial (mm)	8.92	7.79	7.29	7.17	7.17	7.29	7.79	8.92
Tamaño optimizado (mm)	8.60	7.70	7.30	7.20	7.20	7.30	7.70	8.60
Diferencia (mm)	0.32	0.09	0.01	0.03	0.03	0.01	0.09	0.32
Porcentaje	3.59	1.15	0.001	0.004	0.004	0.001	1.15	3.59
Longitud de los resonadores								
	Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	
Tamaño inicial (mm)	10.08	12.01	12.82	12.98	12.82	12.01	10.08	
Tamaño optimizado (mm)	11.70	13.10	13.70	13.80	13.70	13.10	11.70	
Diferencia (mm)	1.62	1.09	0.88	0.82	0.88	1.09	1.62	
Porcentaje	0.16	0.09	0.07	0.06	0.07	0.09	0.16	

Figura 3-14: Comparativa de las dimensiones del filtro antes y después de optimizar.

3.5 Diseño de filtro en guía de onda con dieléctrico $\epsilon_r \neq 1$

Para diseñar un filtro en una guía cuya constante dieléctrica sea distinta de uno se procede a aplicar el principio de escalado. Según éste, si dividimos todas las dimensiones del componente entre la raíz de la constante dieléctrica, el comportamiento en frecuencia no varía para las dimensiones escaladas. Así, las dimensiones de una guía de onda quedan:

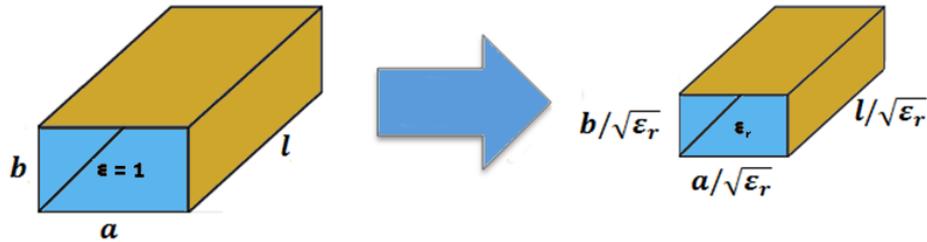


Figura 3-15: Escalado en guía de onda.

4 Filtros en SIW

4.1 Introducción

En este capítulo se va a diseñar y construir un filtro en SIW (Substrate Integrated Waveguide) a partir de un diseño de filtro en guía de onda. Esta tecnología proporcionará filtros más baratos, pequeños y fáciles de construir.

El sustrato a utilizar será el *TLY-5A 0620CH/CH*. Posee un espesor de 1.5748 mm y está recubierto por dos capas de cobre de 0.018 mm de espesor. La constante dieléctrica ϵ_r es de 2.17 y la tangente de pérdidas a 17 GHz es de 0.0011. Estas características pueden consultarse en [5].

4.2 Ejemplo de diseño

Diseño de un filtro paso banda con las siguientes características:

- Frecuencias de corte: $f_{c1}=16.3$ GHz y $f_{c2} = 17.7$ GHz.
- Orden del filtro: $N = 7$
- Pérdidas de retorno: 20 dB
- Tipo de respuesta: Chebyshev
- Dimensiones: $a_{SIW}= 11$ mm
- Sustrato: *TLY-5A 0620CH/CH*

4.2.1 Caracterización de la SIW

El ancho de la guía SIW es de 11 mm puesto que la transición SMA – microstrip - SIW que se va a utilizar está optimizada para dicho ancho.

Los valores elegidos para el diámetro de las vías d y el espaciados entre ellas p es de 0.8 mm y 1.6 mm respectivamente. La elección de estos valores se debe a:

- En el taller de circuitos impresos de la EPS se disponen de remaches de 0.6, 0.8 y 1.2 mm de diámetro exterior, lo cual nos limita a la hora de elegir el valor de d . Su hoja de datos aparece en [6].
- Compromiso entre el número de vías a utilizar y caracterización correcta de la SIW.
- Cumplir con las fórmulas de diseño de SIW que aparecen en [7].

4.2.2 Caracterización de la guía de onda.

Teniendo en cuenta los valores de p , d , a_{SIW} y la ecuación (2.21) que relaciona los anchos de la guía original y la SIW, podemos obtener el valor del ancho de la guía de onda original. Así, éste será de $a = 10.48 \text{ mm}$. En cuanto al ancho, éste será el del sustrato ($b = 1.5748 \text{ mm}$).

Debido a que el ancho de la guía es mayor que el largo, el modo fundamental será el TE_{10} . Además, al ser $a \gg b$, el modo superior será el TE_{20} . Calculando las distintas frecuencias de corte se obtiene la carta de modos siguiente:

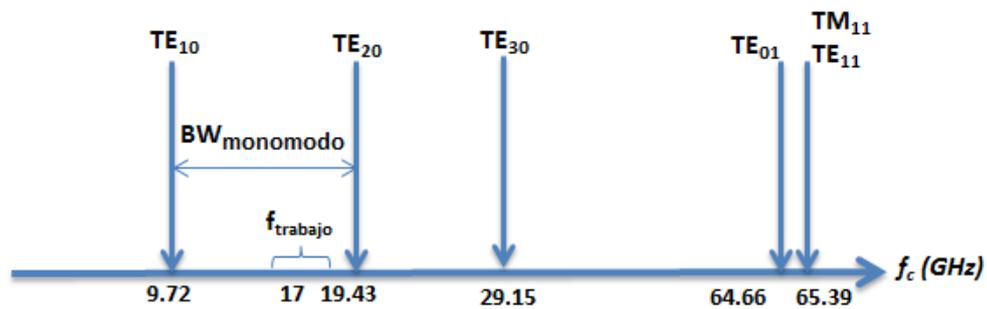


Figura 4-1: Carta de modos para filtro SIW.

La longitud de onda de la SIW a la frecuencia central (17 GHz) queda:

$$\lambda_{s_{0TE_{10}}} = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - (f_{c_{TE_{10}}} / f_0)^2}} = 14.6 \text{ mm}$$

4.2.3 Transición SMA – microstrip – SIW

Para poder alimentar el filtro en SIW se va a utilizar una transición SIW – microstrip - SMA basada en la propuesta que aparece en [12]. Ésta se basa en la creación de un taper en línea microstrip para pasar del conector a SIW. Así, el conector coaxial está colocado horizontalmente sobre la microstrip. Tanto el conector como el taper están recubiertos por una caja metálica conectada al plano de masa y a la que se le ha realizado previamente un vaciado. En la figura siguiente se muestra esta idea:

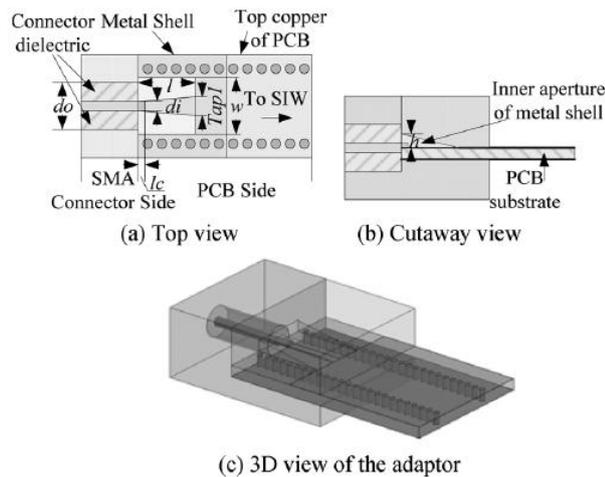


Figura 4-2: Transición de SIW a conector coaxial propuesta en [12].

La transición utilizada en este proyecto es la siguiente:

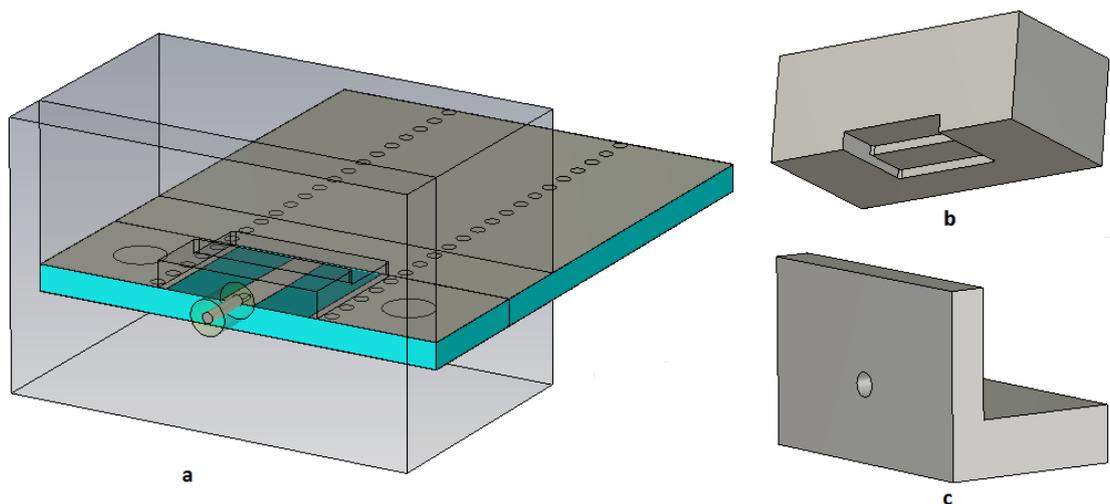


Figura 4-3: (a) Transición SIW - microstrip – SMA. (b) Caja de vaciado. (c) Pieza de unión conector.

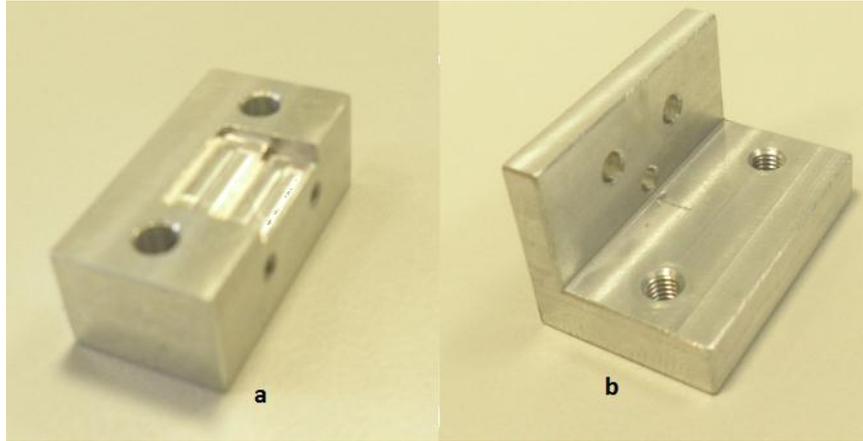


Figura 4-4: Transición usada: (a) Caja de vaciado. (b) Pieza de unión conector.

Se puede comprobar la validez de la transición mediante su colocación back to back, tal y como se muestra a continuación. Se observa que tanto los parámetros de transmisión como los de reflexión son buenos en la banda de trabajo:

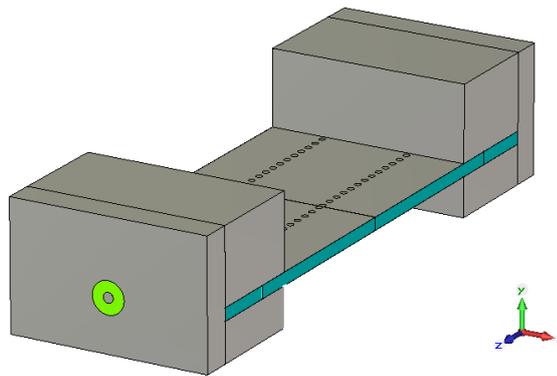


Figura 4-5: Transición conectada back to back.

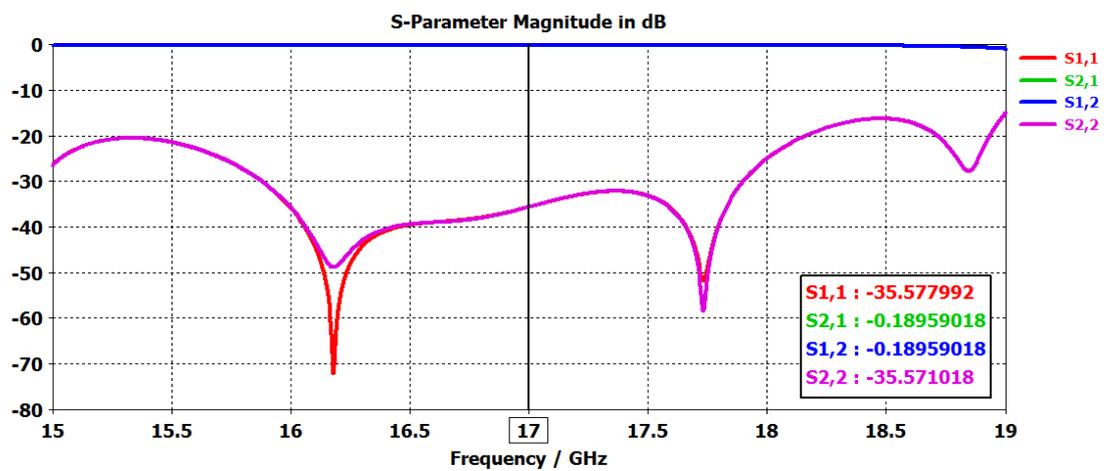


Figura 4-6: Respuesta en frecuencia de la transición.

4.2.4 Diseño del filtro

Para obtener el filtro en SIW se parte de las dimensiones del filtro (longitud de los resonadores y anchura de los iris) en guía de onda original con $\epsilon_r = 1$, calculadas tal y como se ha comentado en el capítulo 3.

Así, los valores de los que se parte para diseñar el filtro en guía de onda son, aparte de los mencionados en las especificaciones, los siguientes:

$$a = 10.48 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 10.48 \cdot \sqrt{2.17} = 15.44 \text{mm}$$

$$b = 1.5748 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 1.5748 \cdot \sqrt{2.17} = 2.32 \text{mm}$$

$$c = 0.8 \cdot \sqrt{\epsilon_r} = 0.8 \cdot \sqrt{2.17} = 1.18 \text{mm}$$

Se ha elegido como ancho de iris el diámetro de una vía (0.8mm). Esto permite que los iris estén formados por vías y coincidan en tamaño. La figura siguiente muestra la distribución de las vías en un filtro en SIW.

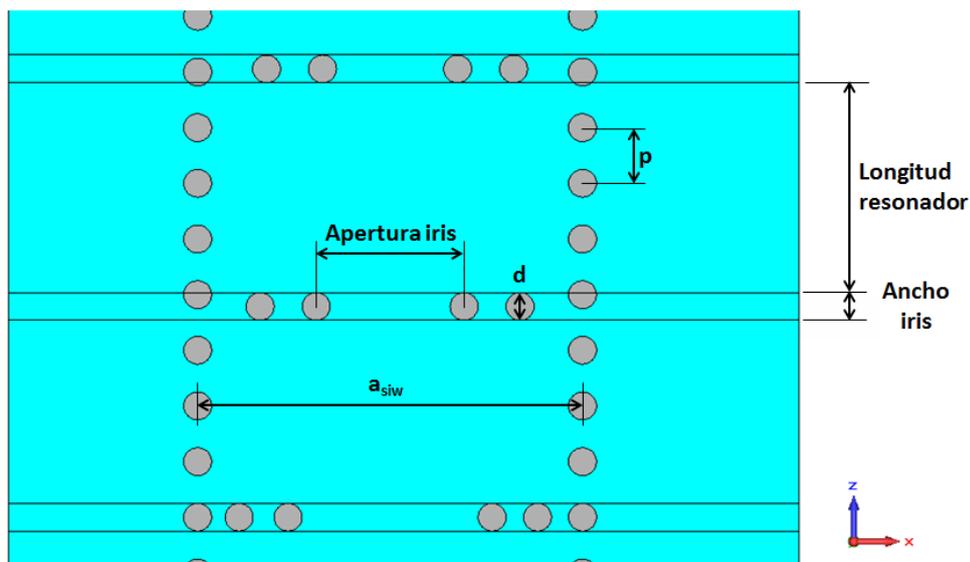


Figura 4-7: Detalle de las vías en filtro en SIW.

Pasos para calcular las dimensiones del filtro en SIW:

1. Calcular las dimensiones del filtro en guía de onda para un valor de $\epsilon_r = 1$ tal y como se explica en el capítulo anterior a partir de los valores de las frecuencias de corte, anchura y altura de las vías, anchura de los iris, tipo de filtro, orden y pérdidas de retorno.
2. Conversión de las dimensiones del filtro (anchura y altura de la guía, longitud de los resonadores, anchura y apertura de los iris) a las correspondientes a un sustrato de constante dieléctrica deseada, en este caso, $\epsilon_r = 2.17$. Para ello se dividen las dimensiones entre la raíz de la constante dieléctrica.

3. Conversión de las anchuras anteriores (ancho de la guía y apertura de los iris) a las correspondientes a una guía en SIW según las fórmulas que aparecen en la sección 2.3.

Tras realizar los pasos anteriores se obtienen los siguientes valores:

(mm)	Dieléctrico $\epsilon_r = 1$	Dieléctrico $\epsilon_r = 2.17$	Guía SIW
a	15.44	10.48	11
b	2.32	1.5748	1.5748
c	1.18	0.8	0.8
Apertura iris 1, 8	7.72	5.24	5.79
Longitud res. 1, 7	8.19	5.56	5.56
Apertura iris 2, 7	5.48	3.72	4.28
Longitud res. 2, 6	9.29	6.30	6.30
Apertura iris 3, 6	5.13	3.48	4.05
Longitud res. 3, 5	8.95	6.07	6.07
Apertura iris 4, 5	6.87	4.67	5.22
Longitud res. 4	10.76	7.31	7.31

Tabla 4-1: Dimensiones del filtro.

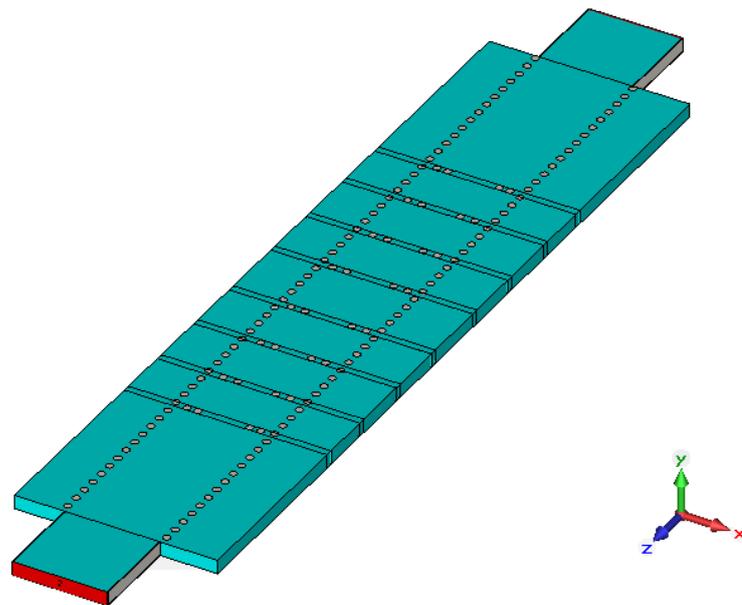


Figura 4-8: Diseño filtro SIW en CST.

Hay que tener en cuenta que la distancia tangencial entre vías tiene que ser de al menos 0.3 mm debido a las limitaciones mecánicas a la hora de construir. La respuesta que se obtiene es la siguiente:

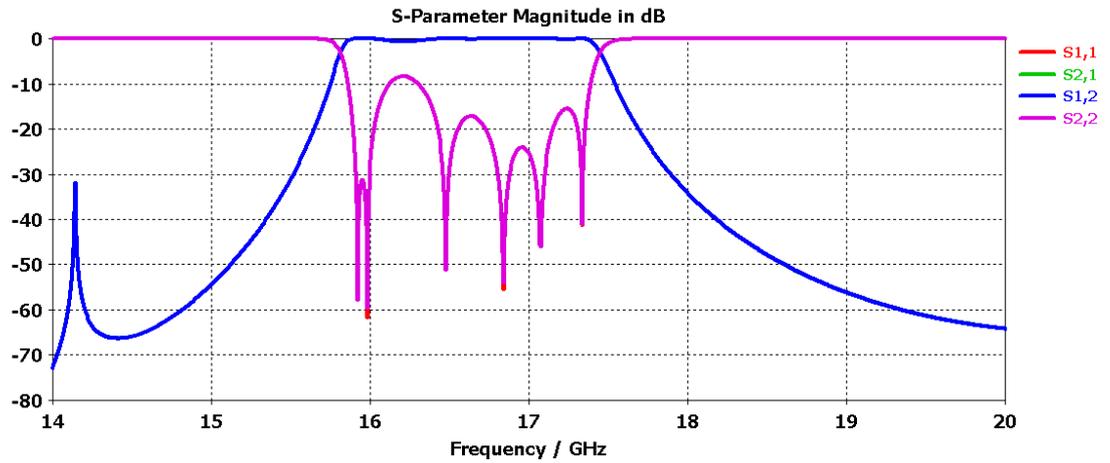


Figura 4-9: Respuesta del filtro en SIW.

La respuesta no es la esperada y se aleja de los rangos de frecuencia buscados. Por ello, variaremos las frecuencias de corte a la hora de diseñar el circuito hasta que consigamos que se cumplan las especificaciones de la banda de trabajo. Así, llegamos a las siguientes dimensiones obtenidas con unas frecuencias de corte de $f_{c1} = 16.8 \text{ GHz}$ y $f_{c2} = 18.2 \text{ GHz}$.

(mm)	Dieléctrico $\epsilon_r = 1$	Dieléctrico $\epsilon_r = 2.17$	Guía SIW
a	15.44	10.48	11
b	2.32	1.5748	1.5748
c	1.18	0.8	0.8
Iris 1, 8	7.72	5.24	5.79
Resonador 1, 7	7.71	5.23	5.23
Iris 2, 7	5.41	3.67	4.23
Resonador 2, 6	8.93	6.06	6.06
Iris 3, 6	4.86	3.30	3.87
Resonador 3, 5	9.14	6.20	6.20
Iris 4, 5	4.78	3.25	3.82
Resonador 4	9.15	6.21	6.21

Tabla 4-2: Nuevas dimensiones del filtro.

Se obtiene la siguiente respuesta en SIW, la cual presente un valor de reflexión no muy bueno.

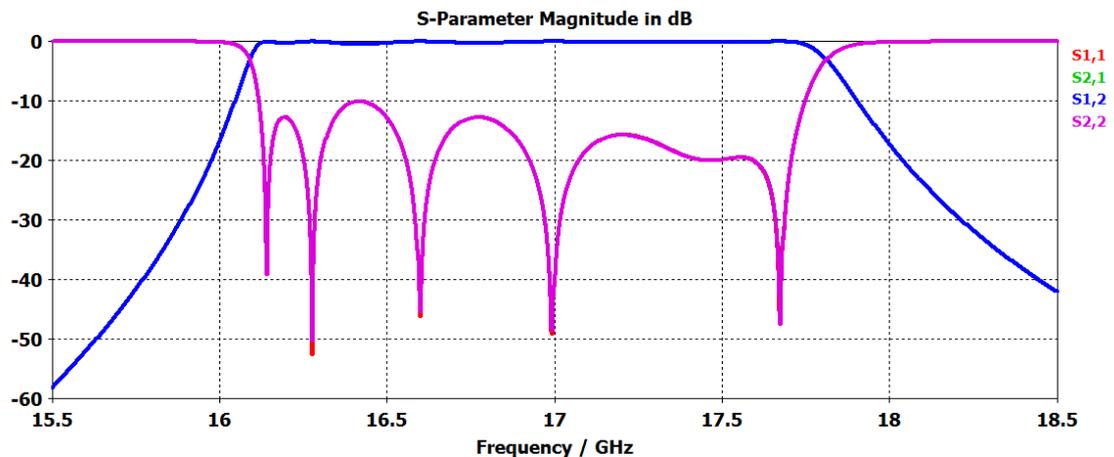


Figura 4-10: Respuesta filtro SIW.

Tras un proceso de optimización en CST se consigue la siguiente respuesta:

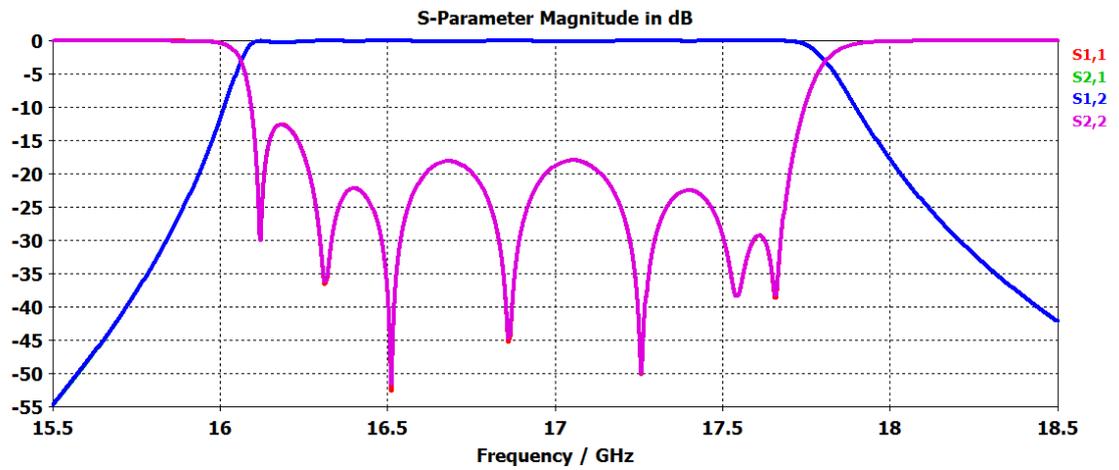


Figura 4-11: Respuesta filtro SIW optimizado.

Al diseño anterior se le añade la transición SIW – microstrip- SMA mencionada anteriormente, así como las pérdidas del dieléctrico y del conductor, y se obtiene lo siguiente:

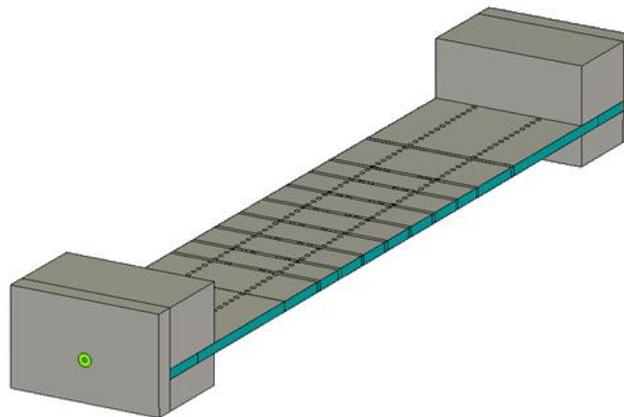


Figura 4-12: Filtro SIW + transición.

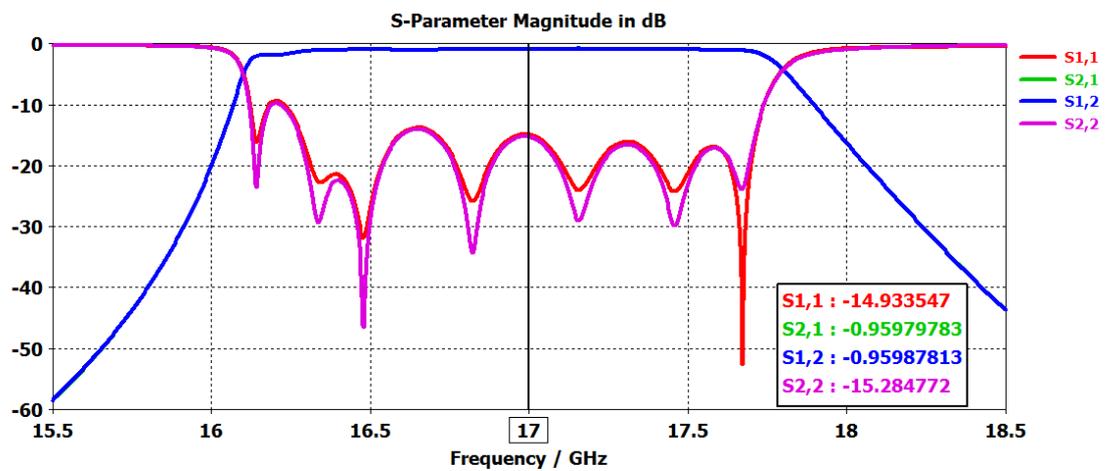


Figura 4-13: Respuesta filtro SIW + transición.

4.2.5 Construcción

Se ha construido el filtro anterior en el Taller de Circuitos Impresos de la Escuela Politécnica Superior de la UAM. Para ello se ha realizado un proceso de construcción mecánico a través de la máquina de fresado de prototipos LPKF ProtoMat S100. Sus características se pueden consultar en [8]. El circuito impreso a construir es el siguiente:

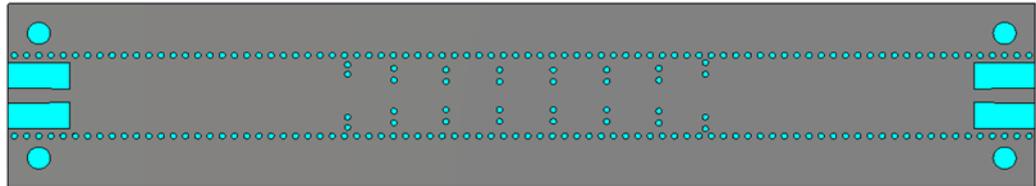


Figura 4-14: Circuito impreso del filtro SIW + transición.

Se pueden observar los cuatro agujeros existentes en los extremos para la fijar la transición, así como el taper en línea microstrip que se encarga de adaptar de SIW a SMA.

Tras fabricar el circuito se ha procedido a poner los remaches [6] para metalizar los taladros mediante la remachadora [9]. Una vez hecho esto se sueldan las vías de la SIW poniendo especial cuidado en que la cantidad de estaño depositada en ellas quede distribuida de la manera más uniforme posible.

Posteriormente se coloca la transición y el conector [13], soldándose el alma de éste a la línea microstrip. Para terminar se colocan los tornillos.

El resultado obtenido es el siguiente:



Figura 4-15: Filtro SIW + transición construido.



Figura 4-16: Filtro SIW + transición construido.

4.2.6 Medidas

Para realizar las medidas de la respuesta en frecuencia del filtro se ha utilizado un analizador de redes de la marca Agilent. El modelo del mismo es el E5071C y sus características se pueden consultar en [10].

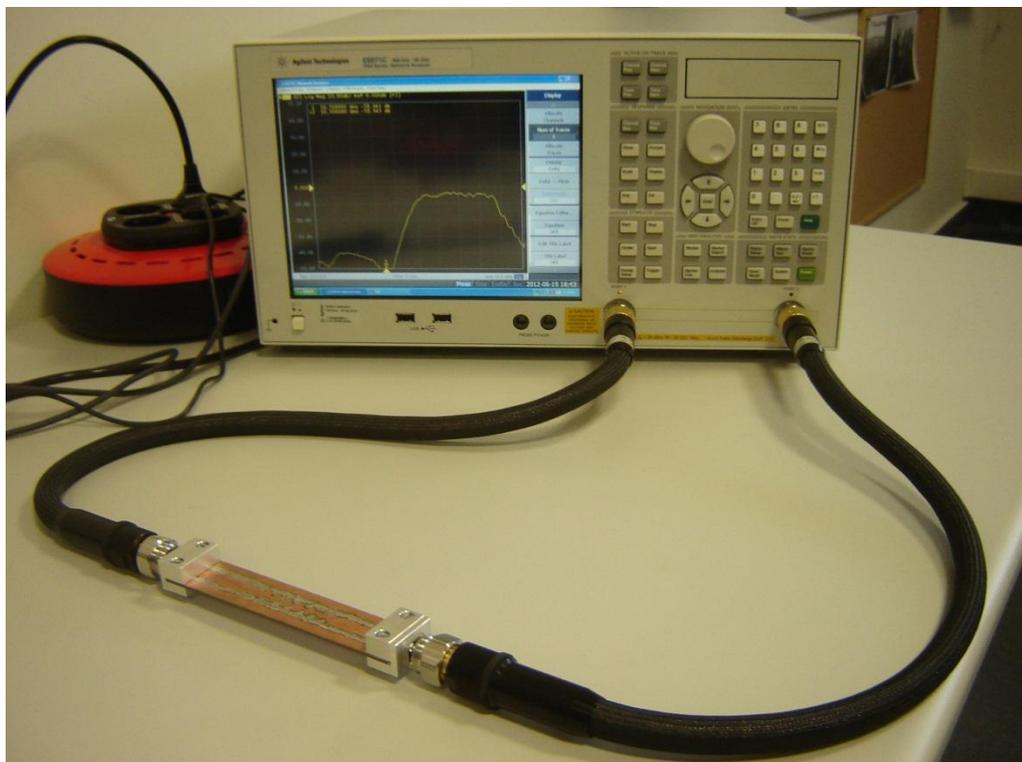


Figura 4-17: Medida del filtro SIW con el analizador de redes.



Figura 4-18: Filtro SIW conectado al analizador de redes.

Los resultados obtenidos son los siguientes:

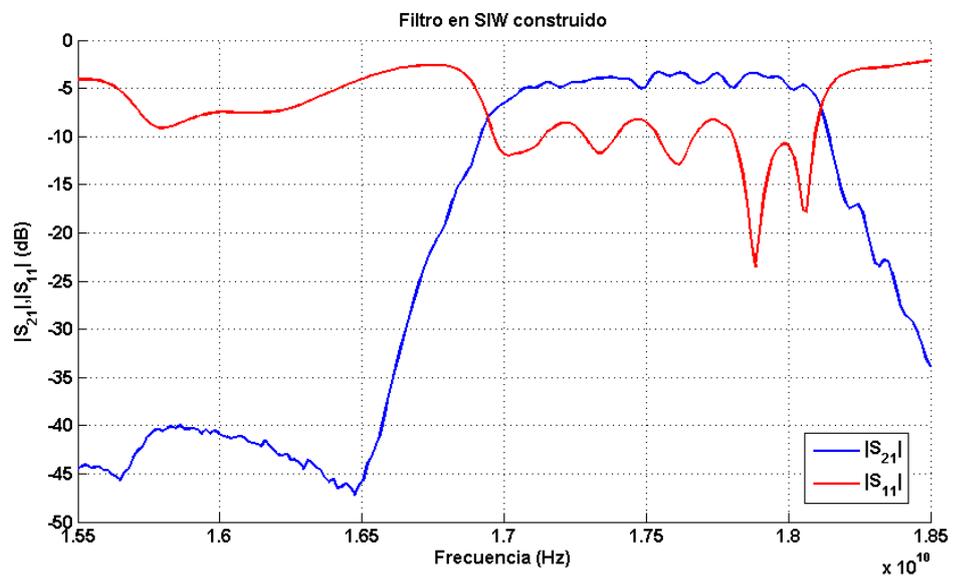


Figura 4-19. Respuesta del filtro construido medida con el analizador de redes.

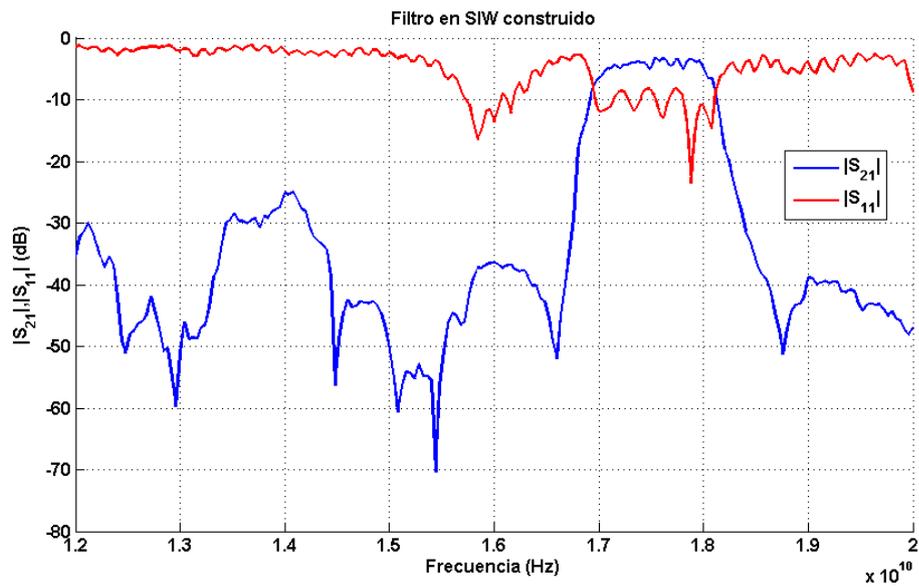


Figura 4-20: Respuesta en banda ancha del filtro construido medida con el analizador de redes

Se puede observar como las medidas obtenidas no son nada buenas. Se ha producido un desplazamiento en la banda de paso. Además las pérdidas existentes son bastante altas.

Causas:

- El hacer las vías con remaches implica que la cabeza de estos sobresalga de la altura del sustrato. Esto provoca que la transición no se ajuste perfectamente, quedando más alejada de lo que debería. Así, el agujero destinado al alma del conector se obstruye parcialmente impidiendo que ésta entre como debería. A la hora de realizar la construcción e insertar el alma, ésta dañó ligeramente la línea microstrip, lo que ha hecho que la conexión empeore bastante y la continuidad de la pista no sea buena. Todo esto lleva a unos valores de transmisión y reflexión bastante peores a los esperados.
- El desplazamiento en frecuencia se debe a que la elección del método de simulación usado en el simulador electromagnético CST ha sido incorrecta. Se ha utilizado el Frequency Domain Solver, al igual que se hizo en los filtros en guía de onda. Éste es usado en estructuras periódicas, dispositivos de alto Q o estructuras eléctricamente pequeñas.

El Transient Solver es utilizado para estudiar la propagación de los campos a través de un componente o un PCB [11].

La Figura 4-21 y la Figura 4-22 muestran una comparativa entre los resultados obtenidos con cada método y la medida. Se puede observar cómo el Transient Solver se acerca más a la medida.

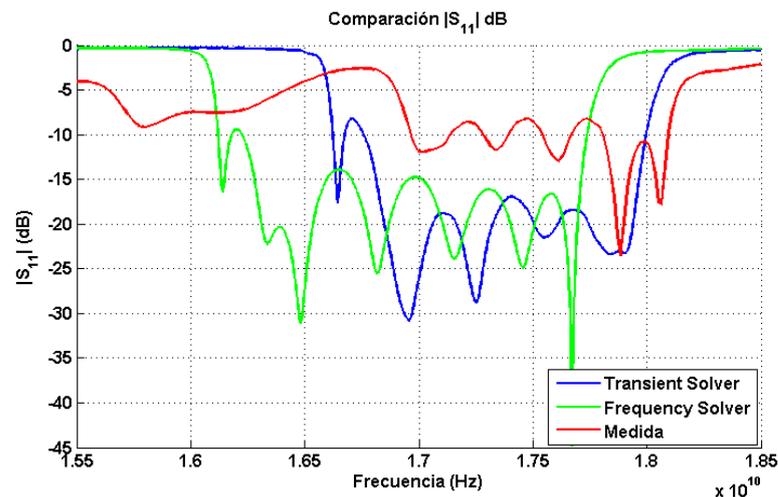


Figura 4-21: Comparación respuesta $|S_{11}|$.

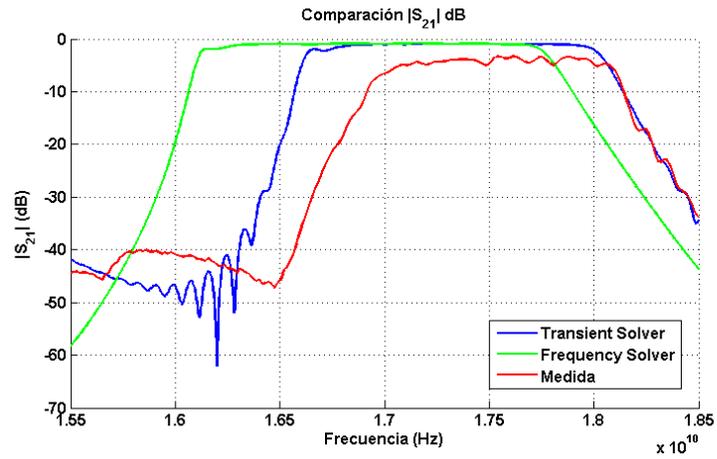


Figura 4-22: Comparación respuesta $|S_{21}|$.

A continuación se muestran las gráficas con todos los parámetros S del filtro SIW construido y que han sido medidos con el analizador de redes.

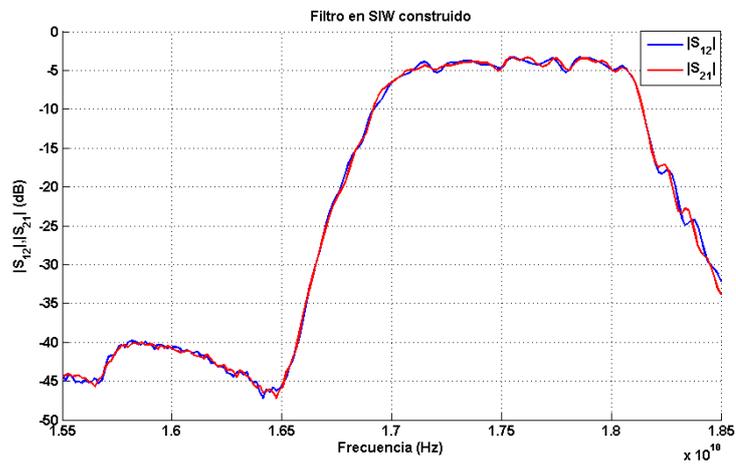


Figura 4-23: $|S_{21}|$ y $|S_{12}|$ del filtro SIW medidos con el analizador de redes.

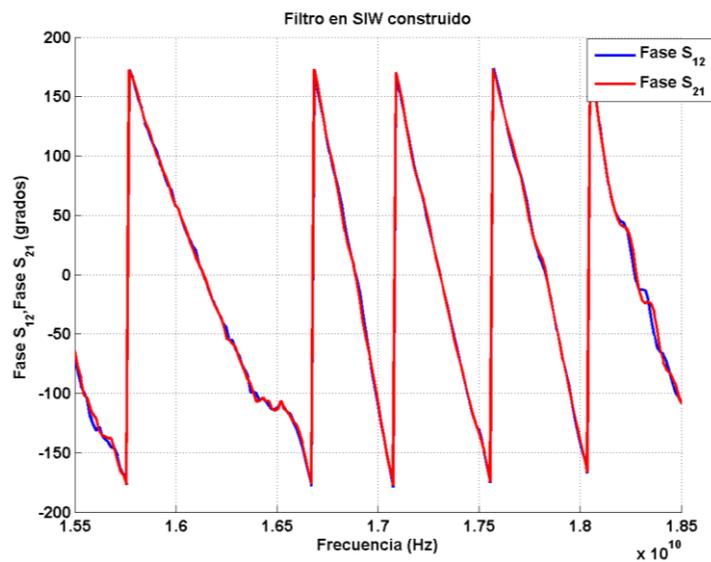


Figura 4-24: Fase de S_{21} y S_{12} del filtro SIW medidos con el analizador de redes.

Se puede observar que el módulo y la fase de S_{12} coinciden con los de S_{21} . Esto demuestra que la calibración a la hora de realizar la medida ha sido buena.

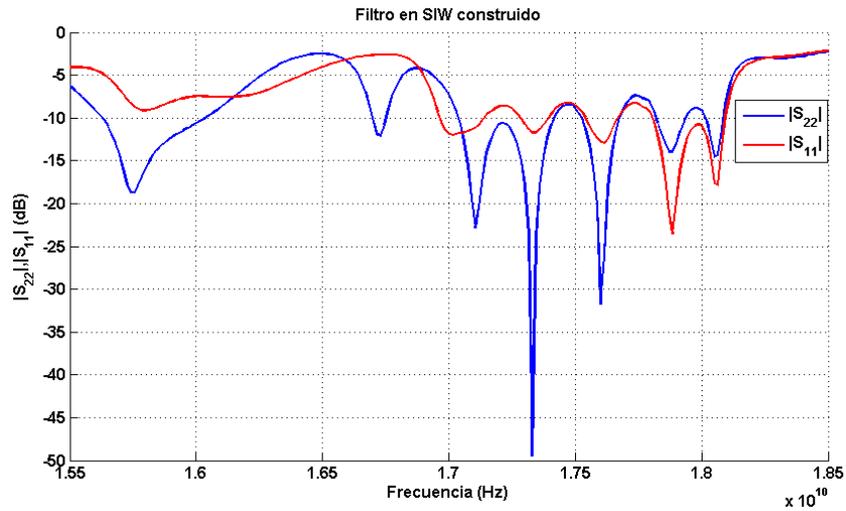


Figura 4-25: $|S_{22}|$ y $|S_{11}|$ del filtro SIW medidos con el analizador de redes.

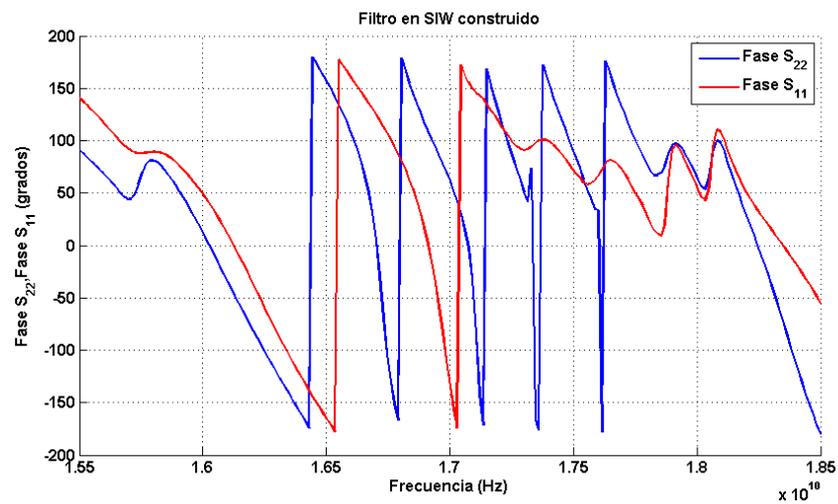


Figura 4-26: Fase de S_{11} y S_{22} del filtro SIW medidos con el analizador de redes.

Las dos gráficas anteriores ponen de manifiesto que la construcción no ha sido buena puesto que los módulos y fases de S_{11} no coinciden con los de S_{22} . Para un circuito recíproco y simétrico se tiene que cumplir que $S_{12} = S_{21}$ y $S_{11} = S_{22}$.

La siguiente gráfica muestra el retardo de grupo:

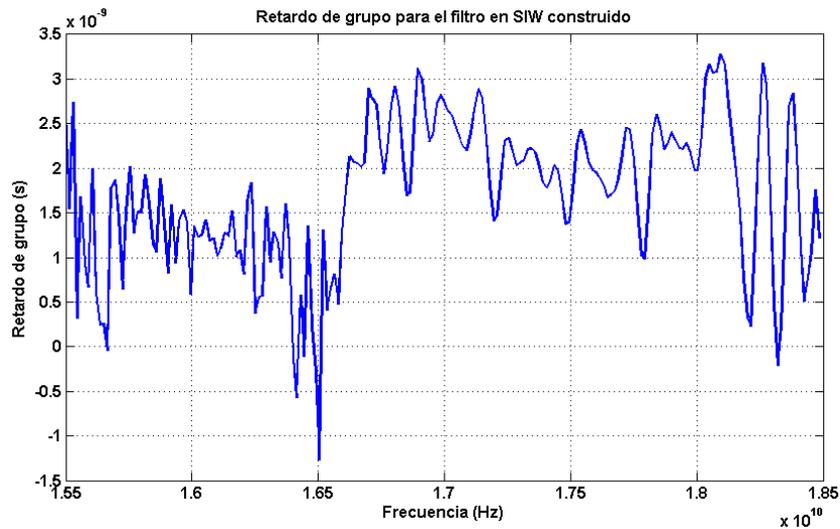


Figura 4-27: Retardo de grupo el filtro en SIW construido.

Se puede observar como el retardo de grupo es inferior a cero en algunas frecuencias. Esto significa que transmitiendo un pulso muy estrecho éste llegaría antes de salir, lo cual es imposible.

Numéricamente, esto sólo puede ocurrir en la banda eliminada, pues a esas frecuencias la fase no importa ya que el módulo de la transmisión es prácticamente cero en números naturales.

Sin embargo, en la gráfica anterior el retardo de grupo es cero dentro de la banda de paso. Esto no es correcto, y puede ser debido a que la fase no tenga suficientes puntos o a que la calibración no haya sido del todo buena. En este caso, el motivo es el último, pues al observar la fase de S_{21} se ve como hay saltos que producen que la derivada cambie de signo, lo que provoca que el retardo de grupo tenga valores negativos.

5 Divisores de potencia

5.1 Introducción

Un divisor de potencia es un dispositivo pasivo cuya señal a la entrada es repartida entre n puertos de salida. Generalmente la potencia entre los distintos puertos se divide de manera equitativa.

Un divisor de tres puertos queda caracterizado por su matriz de dispersión S , la cual constará de nueve elementos:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Si el dispositivo es pasivo y no contiene materiales anisótropos, entonces será recíproco, y por tanto la matriz S será simétrica, $S_{ij} = S_{ji}$.

Si además se quiere que los tres puertos estén adaptados, se cumplirá que $S_{ii} = 0$.

Para que el dispositivo no tenga pérdidas, se tiene que cumplir que $S \cdot S^T = I$, lo que implica:

$$\begin{aligned} S_{12} \cdot S_{21}^* + S_{13} \cdot S_{31}^* &= |S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \\ S_{21} \cdot S_{12}^* + S_{23} \cdot S_{32}^* &= |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \\ S_{31} \cdot S_{13}^* + S_{32} \cdot S_{23}^* &= |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \end{aligned} \quad (5.2)$$

El cumplimiento de todas estas condiciones no es posible por lo que no se puede diseñar un divisor de tres puertos sin pérdidas, recíproco y con todos sus puertos adaptados. Así, será necesario relajar alguna de las condiciones para poder diseñar un dispositivo realizable.

Si no se impone la condición de reciprocidad se tiene un circulador. En cambio, si lo que no se tiene en cuenta es la adaptación en todos los puertos sino que queda uno desadaptado, se tiene un divisor de potencia.

5.2 Divisores plano E

Un divisor plano E es aquel en el que la variación se produce en la altura de la guía de onda tal y como se ve en la Figura 5-1. La anchura en cambio se mantiene constante a lo largo de todo el divisor (guía de entrada, secciones adaptadoras y guías de salida).

En este apartado se van a presentar distintos divisores de potencia que dividen la señal procedente de una guía de onda de altura b_{in} entre dos guías de altura b_{out} . El valor de b_{in} será siempre igual a 5 mm. La distancia que separa las guías de salida es de 0.1 mm y la anchura de la guía será común tanto a la entrada como a la salida, y de valor 10.5 mm.

Para llevar a cabo la división se coloca entre la salida y la entrada una sección adaptadora. Los parámetros que habrá que buscar son la longitud y la altura de dicha sección. Para ello se realiza un barrido paramétrico con el objetivo de que la reflexión a la entrada sea la menor posible, y por simetría ($|S_{21}| = |S_{31}| = -3 \text{ dB}$).

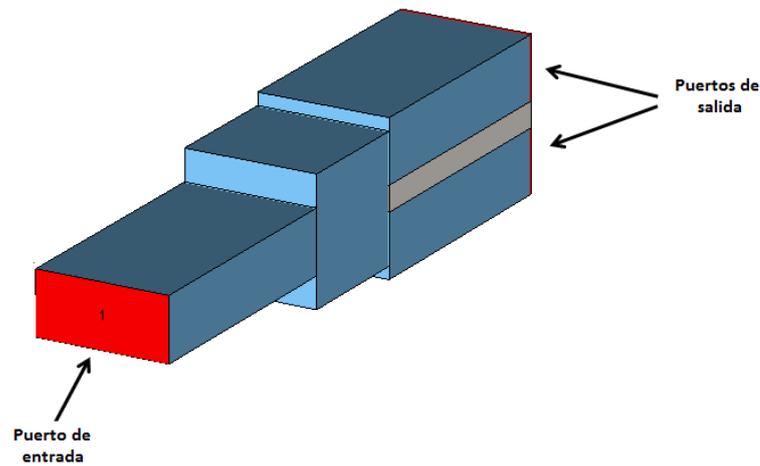


Figura 5-1. Ejemplo divisor de potencia plano E.

5.2.1 Diseño 1

Diseño de un divisor de potencia cuyas guías de entrada y salida son de las mismas dimensiones ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 2$):

Datos de las guías de onda:

Guía entrada	Sección adaptadora	Guía salida
a = 10.5 mm	longitud = 7.7 mm	a = 10.5 mm
b = 5 mm	b = 7 mm	b = 5 mm

Tabla 5-1: Datos de las guías del diseño 1.

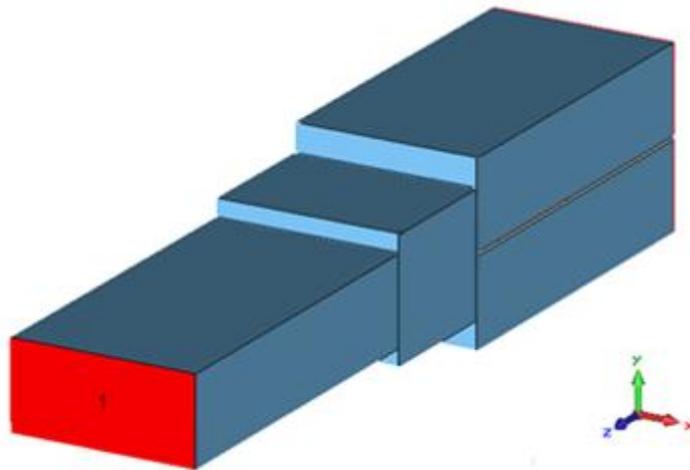


Figura 5-2: Divisor de potencia plano E diseño 1 en CST.

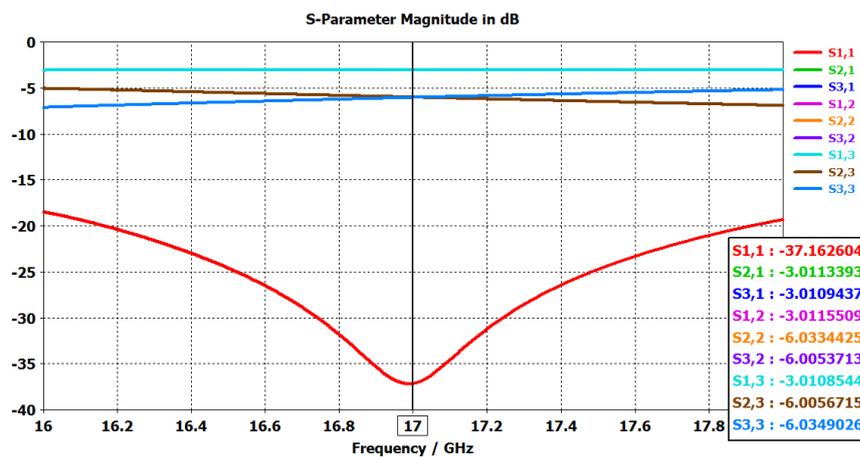


Figura 5-3. Respuesta divisor de potencia plano E diseño 1.

La reflexión es inferior a -20 dB en la banda deseada (16.3 a 17.7 GHz).

5.2.2 Diseño 2

Diseño de un divisor de potencia cuyas guías de onda a la salida tienen una altura de 3.75 mm ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1.5$).

Datos de las guías de onda:

Guía entrada	Sección adaptadora	Guía salida
a = 10.5 mm	longitud = 7.9 mm	a = 10.5 mm
b = 5 mm	b = 6.1 mm	b = 3.75 mm

Tabla 5-2: Datos de las guías del diseño 2.

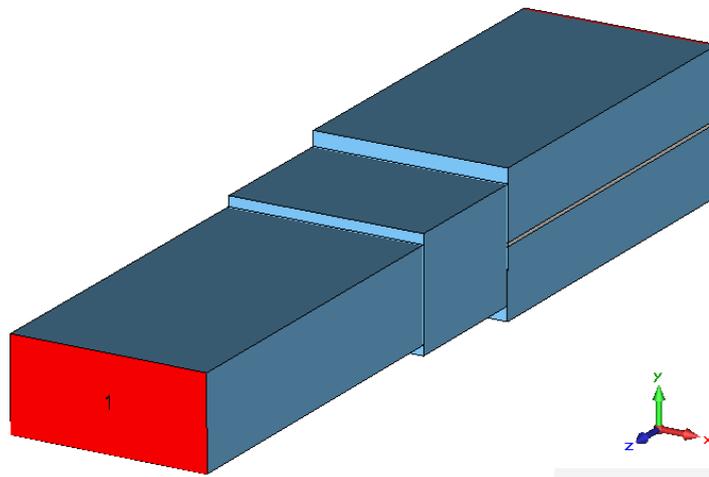


Figura 5-4: Divisor de potencia plano E diseño 2 en CST.

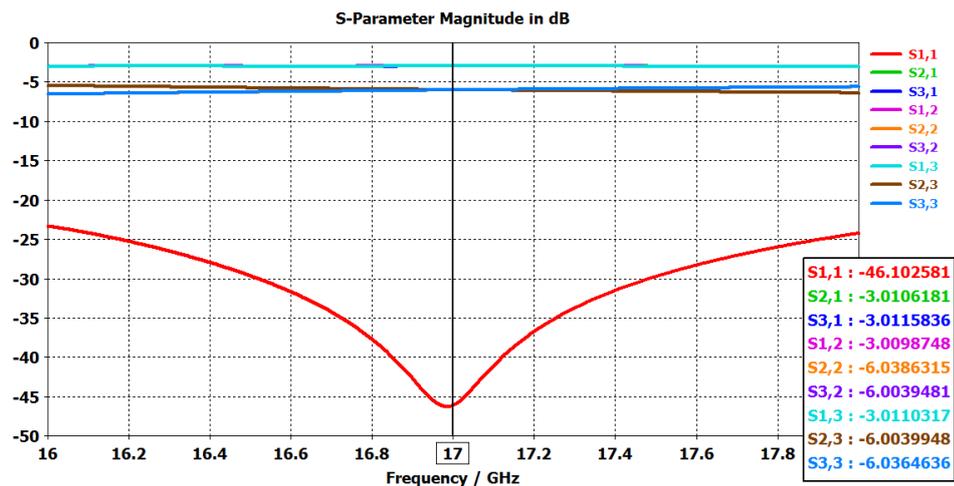


Figura 5-5: Respuesta divisor de potencia plano E diseño 2.

La reflexión es inferior a -25 dB en la banda deseada (16.3 a 17.7 GHz).

5.2.3 Diseño 3

Diseño de un divisor de potencia cuyas guías de onda a la salida tienen la mitad de la altura que la de la entrada ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1$). Esto hace que no sea necesario introducir ninguna sección adaptadora ya que la altura es prácticamente la misma en todo el divisor, salvo por un pequeño incremento debido al metal que separa las guías de salida.

Datos de las guías de onda:

Guía entrada	Sección adaptadora	Guía salida
a = 10.5 mm	longitud = 0 mm	a = 10.5 mm
b = 5 mm	b = 0 mm	b = 2.5 mm

Tabla 5-3: Datos de las guías del diseño 3.

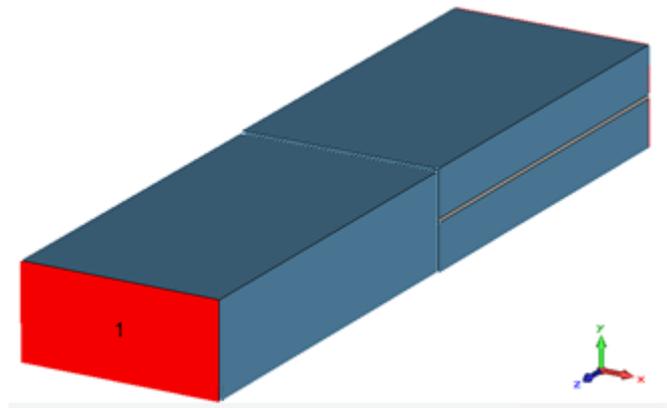


Figura 5-6: Divisor de potencia plano E diseño 3 en CST.

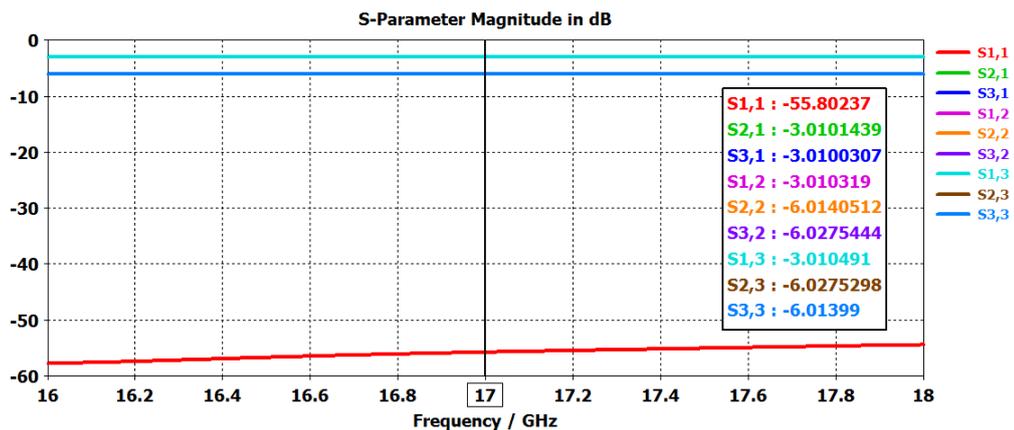


Figura 5-7: Respuesta divisor de potencia plano E diseño 3.

La adaptación es perfecta debido a que la altura total a la entrada y a la salida es prácticamente igual, y no ha sido necesaria adaptación.

5.2.4 Diseño 4

Diseño de un divisor de potencia cuyas guías de onda a la salida tienen una altura de 1.25 mm ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 0.5$).

Datos de las guías de onda:

Guía entrada	Sección adaptadora	Guía salida
a = 10.5 mm	longitud = 7.88 mm	a = 10.5 mm
b = 5 mm	b = 3.50 mm	b = 1.25 mm

Tabla 5-4: Datos de las guías del diseño 4.

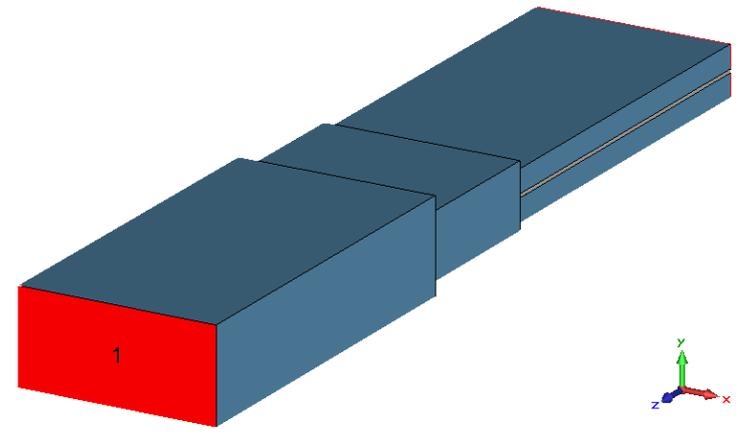


Figura 5-8: Divisor de potencia plano E diseño 4 en CST.

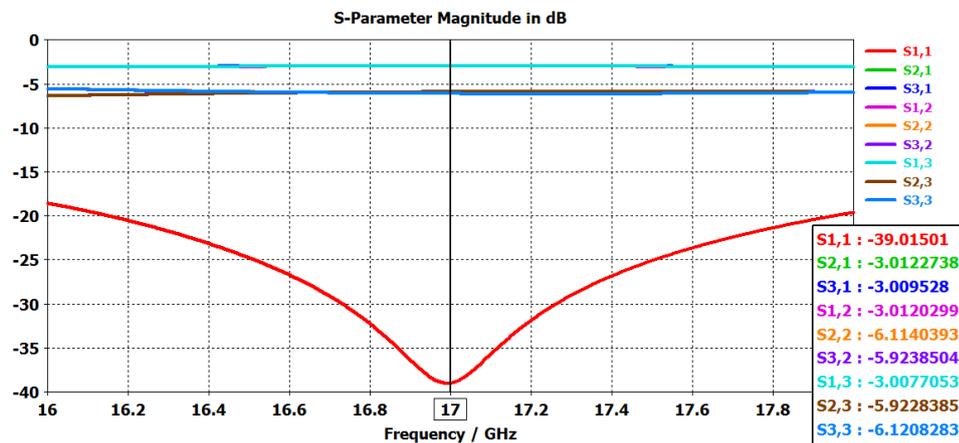


Figura 5-9: Respuesta divisor de potencia plano E diseño 4.

La reflexión es inferior a -20 dB en la banda deseada.

5.2.5 Resultados

La Figura 5-10 muestra una comparativa de la reflexión obtenida en los distintos divisores. Se puede observar como los mejores resultados se obtienen para el caso en el que la altura de la guía a la entrada es igual al doble de la altura de la guía de salida (diseño 3). En este caso no se necesita tramo de adaptación ya que apenas hay variación en la altura de todo el conjunto pues las guías de salida están separadas por una pared de metal muy delgada.

Los diseños 1 y 4 ofrecen resultados similares. Esto se debe a que ambos se alejan en la misma proporción del caso mejor en el que apenas hay variación en altura y el divisor funciona como una única guía ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1$). En ellos, los valores de este cociente son de: $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 2$ (diseño 1) y $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 0.5$ (diseño 4).

El diseño 2 ofrece unos resultados intermedios. Esto es de esperar pues se acerca más que los diseños 1 y 4 al caso mejor. Su relación es: $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1.5$.

Cabe destacar también que ninguno de los divisores ha necesitado más de una sección adaptadora. Esto facilita el diseño de los mismos pues sólo hay dos variables a modificar (altura y longitud de la sección adaptadora).

Tal y como se explica en la sección 5.1 los divisores deben ser recíprocos, por lo que se tiene que cumplir que $S_{ij} = S_{ji}$. Se puede comprobar como para los diferentes diseños esto es así.

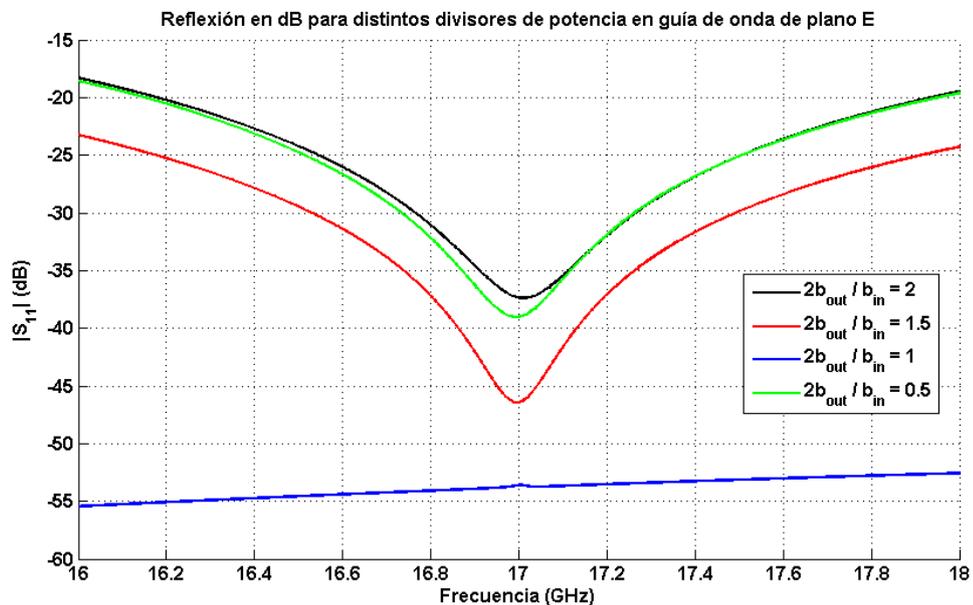


Figura 5-10: Comparación de la reflexión para los distintos divisores plano E.

5.3 Divisor plano H

Un divisor plano H es aquel en que la variación se produce en la anchura de la guía de onda, mientras que la altura se mantiene constante a lo largo de todo el divisor (guía de entrada, secciones adaptadoras y guías de salida), tal y como se puede observar en la Figura 5-11.

En este apartado se va a diseñar un divisor de potencia de plano H cuya guía de onda a la entrada será igual a la guía de onda a la salida. Además, se realizará el correspondiente diseño en tecnología SIW.

Las guías de onda usadas tendrán una altura de 1.5748 mm, que es el espesor del sustrato *TLY-5A 0620CH/CH*, y una anchura de 10.5 mm. Las guías de salida estarán separadas 0.8 mm, valor que coincide con el diámetro de una vía.

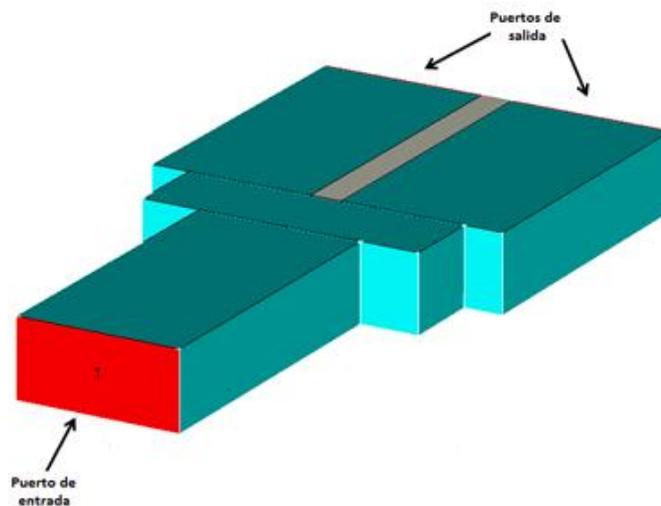


Figura 5-11: Ejemplo divisor de potencia plano H.

5.3.1 Dos secciones adaptadoras

En este diseño se colocan dos secciones adaptadoras entre las guías de entrada y salida. Se realiza un barrido paramétrico de la anchura y la longitud de las mismas buscando que la reflexión por la guía de entrada sea mínima, con lo que la transmisión a las guías de salida será de $|S_{21}| = |S_{31}| = -3 \text{ dB}$. Los tamaños obtenidos de las secciones adaptadoras aparecen en la siguiente tabla. También se muestra a continuación el diseño en CST y su respuesta en frecuencia.

Sección adaptadora	1	2
Ancho (mm)	17.4	19.8
Largo (mm)	2.40	7.70

Tabla 5-5: Dimensiones de las secciones adaptadoras en guía de onda.

En las secciones adaptadoras la anchura de la guía de onda aumenta, por lo que la frecuencia de corte del modo TE_{10} disminuye.

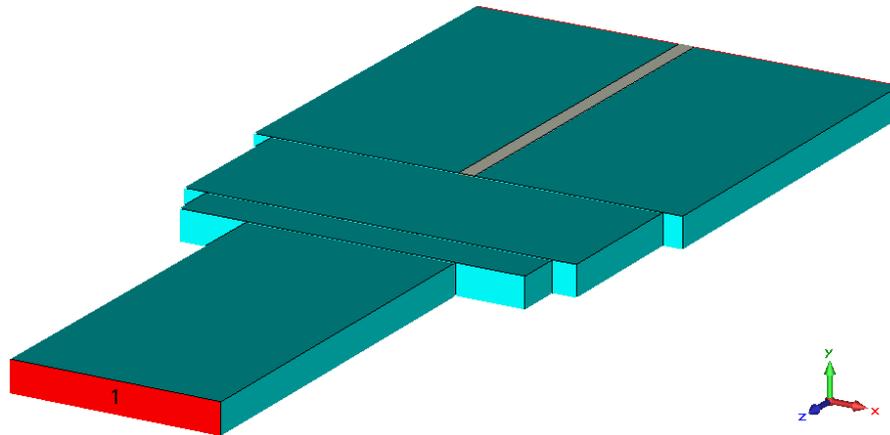


Figura 5-12: Diseño divisor plano H en guía de onda con dos secciones adaptadoras.

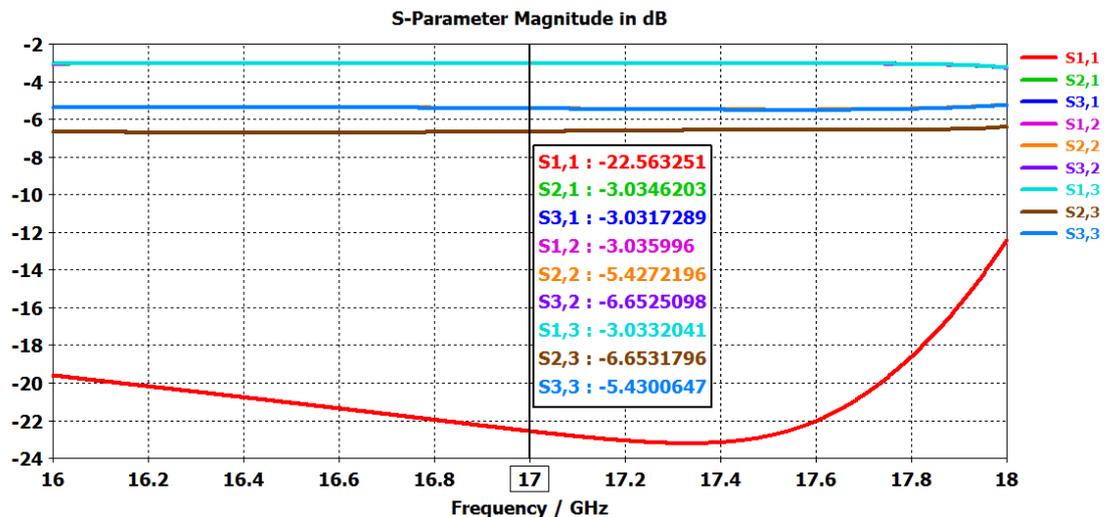


Figura 5-13: Respuesta en frecuencia del divisor plano H con dos secciones adaptadoras en guía.

Se observa que la reflexión es inferior a -20 dB en la banda de interés (16.3 a 17.7 GHz), y empeora rápidamente a frecuencias superiores. Por ello, la transmisión es la esperada y se transmite la mitad de la potencia a cada puerto de salida.

Se realiza el diseño de dicho circuito en SIW modificando las anchuras de las guías de entrada y salida, y de las secciones adaptadoras tal y como se ha explicado anteriormente. Las nuevas dimensiones, así como el diseño y la respuesta se muestran a continuación:

Sección adaptadora	1	2
Ancho (mm)	17.94	20.34
Largo (mm)	2.40	7.70

Tabla 5-6: Dimensiones de las secciones adaptadoras en SIW.

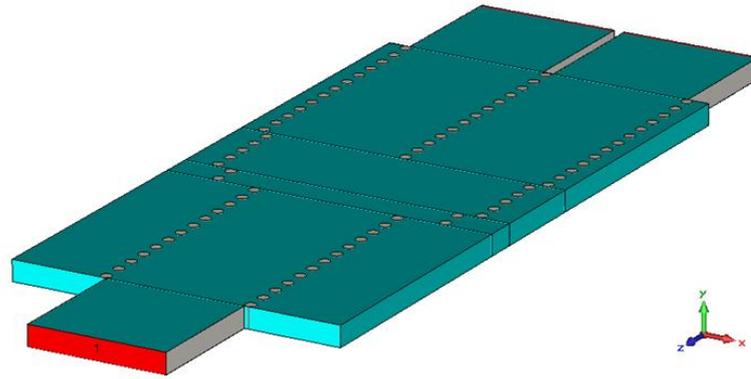


Figura 5-14: Diseño divisor plano H en SIW con dos secciones adaptadoras.

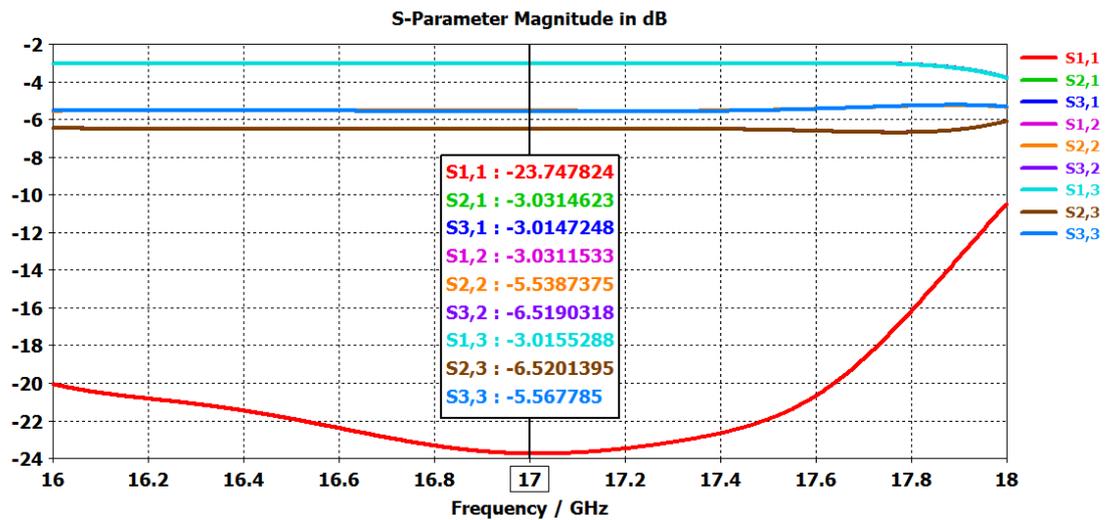


Figura 5-15: Respuesta divisor plano H en SIW con dos secciones adaptadoras.

La reflexión ha empeorado ligeramente a frecuencias cercanas a 17.7 GHz, y ya no se alcanzan los -20 dB. Sin embargo, a la frecuencia central la respuesta es ligeramente mejor. Para lograr un comportamiento mejor en la banda de paso se realiza una optimización en CST. Se observa que modificando la longitud de la segunda sección adaptadora se logra una mejor respuesta. Los nuevos resultados son:

Sección adaptadora	1	2
Ancho (mm)	17.94	20.34
Largo (mm)	2.40	7.51

Tabla 5-7: Dimensiones de las nuevas secciones adaptadoras en SIW.

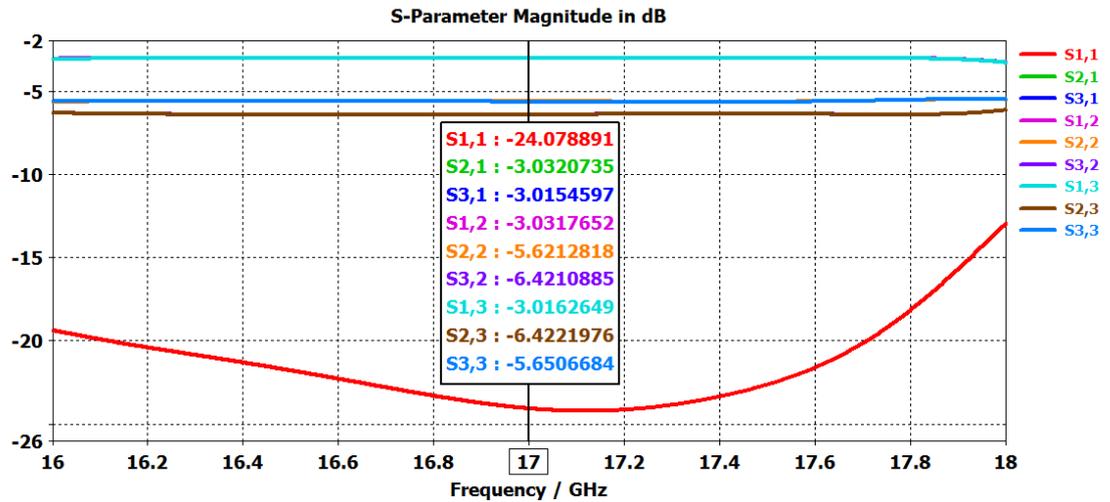


Figura 5-16: Respuesta en frecuencia del divisor plano H en SIW.

Se consigue una respuesta similar a la obtenida para el diseño en guía de onda donde la reflexión es inferior a -20 dB para la banda de interés. Sin embargo, puesto que ambos diseños están calculados sin tener en cuenta pérdidas en el dieléctrico ni conductividad del cobre, al incluirlos empeorarán.

5.3.2 Tres secciones adaptadoras

Con el objetivo de mejorar la respuesta se coloca una tercera sección adaptadora entre la guía de entrada y las de salida. En este caso el barrido paramétrico es de las tres longitudes de las secciones adaptadoras y sus anchuras. Se obtienen los siguientes resultados:

Sección adaptadora	1	2	3
Ancho (mm)	14.71	21.50	19.82
Largo (mm)	2.09	2.10	6.06

Tabla 5-8: Dimensiones de las secciones adaptadoras.

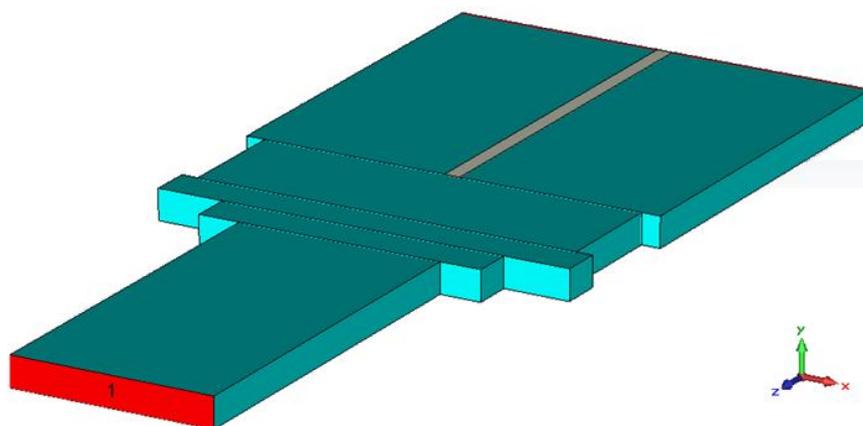


Figura 5-17: Diseño divisor plano H en guía de onda con tres secciones adaptadoras.

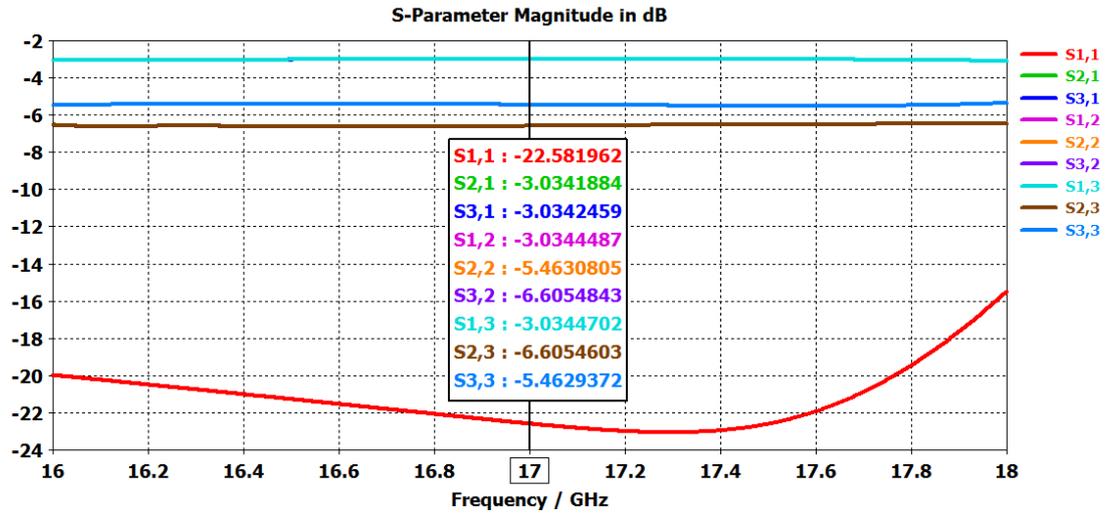


Figura 5-18: Respuesta divisor plano H en guía de onda con tres secciones adaptadoras.

Se observa una mejora de la respuesta en comparación con el caso de dos secciones adaptadoras, pero no es muy significativa. A continuación se muestra una tabla con las dimensiones de dicho divisor para el caso de SIW en las que las longitudes se han variado ligeramente para mejorar la respuesta:

Sección adaptadora	1	2	3
Ancho (mm)	15.34	22.04	20.3
Largo (mm)	2.00	2.00	6.00

Tabla 5-9: Dimensiones de las secciones adaptadoras para el diseño en SIW.

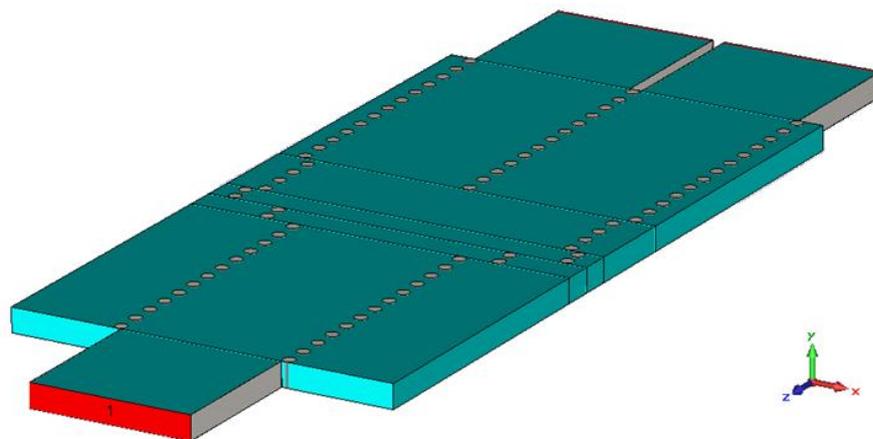


Figura 5-19: Diseño divisor plano H en SIW con tres secciones adaptadoras.

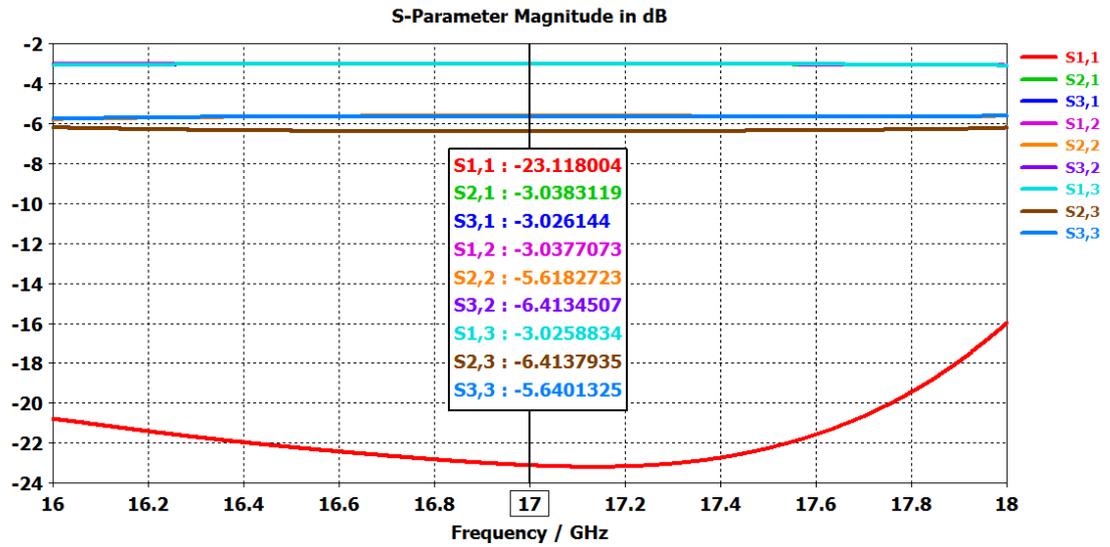


Figura 5-20: Respuesta divisor plano H en SIW con tres secciones adaptadoras.

La respuesta es muy parecida al caso en guía, y la reflexión es inferior a -20.6 dB en toda la banda de interés. No se ha conseguido por tanto el objetivo de mejorar considerablemente la adaptación con respecto al caso de dos secciones adaptadoras.

5.3.3 Tres secciones adaptadores y pared central

Para intentar lograr una respuesta mejor a las obtenidas anteriormente se propone colocar una pared central al final de la tercera sección adaptadora. La longitud que entra dicha pared en la tercera sección adaptadora será un nuevo parámetro a tener en cuenta. Tras un barrido paramétrico se obtiene:

Sección adaptadora	1	2	3
Ancho (mm)	14.35	21.50	19.55
Largo (mm)	2.82	2.83	6.06
Longitud pared (mm)	2.00		

Tabla 5-10: Dimensiones de las secciones adaptadoras.

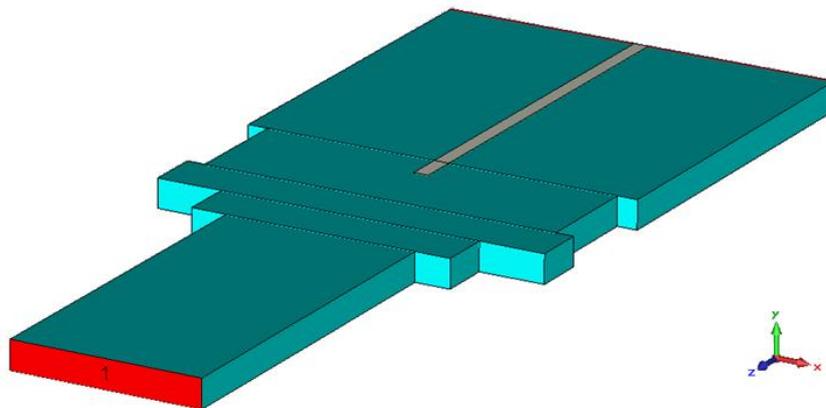


Figura 5-21: Diseño divisor plano H en guía de onda con tres secciones adaptadoras y pared central.

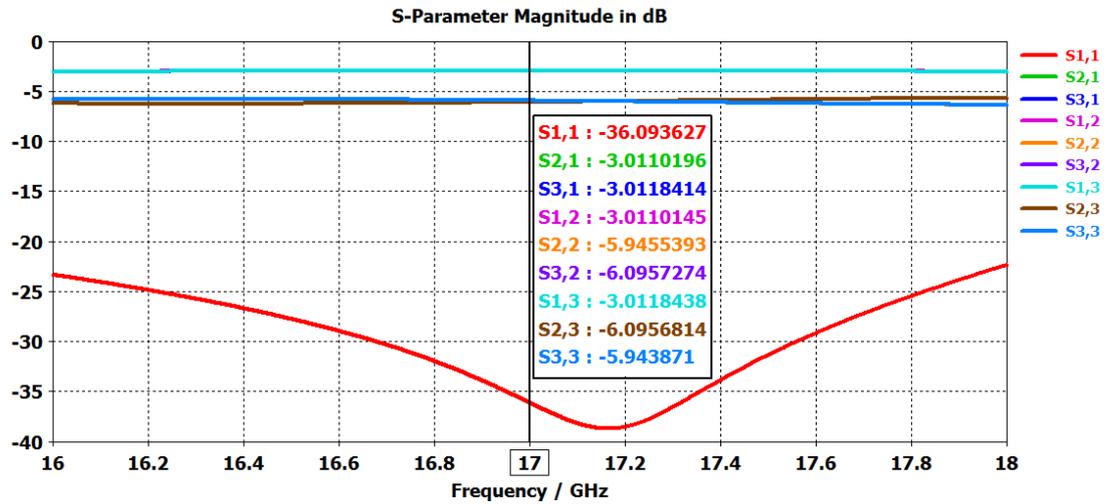


Figura 5-22: Respuesta divisor plano H en guía de onda con tres secciones adaptadoras y pared central.

Se puede ver como la colocación de una pared central de 2 mm de longitud en la sección adaptadora más cercana a las guías de salida provoca una mejora notable del comportamiento del divisor. Ahora la reflexión es inferior a -25 dB en la banda de trabajo. Si pasamos el diseño a SIW obtenemos:

Sección adaptadora	1	2	3
Ancho (mm)	14.89	22.03	20.09
Largo (mm)	2.82	2.83	6.06
Longitud pared (mm)	2.00		

Tabla 5-11: Dimensiones de las secciones adaptadoras.

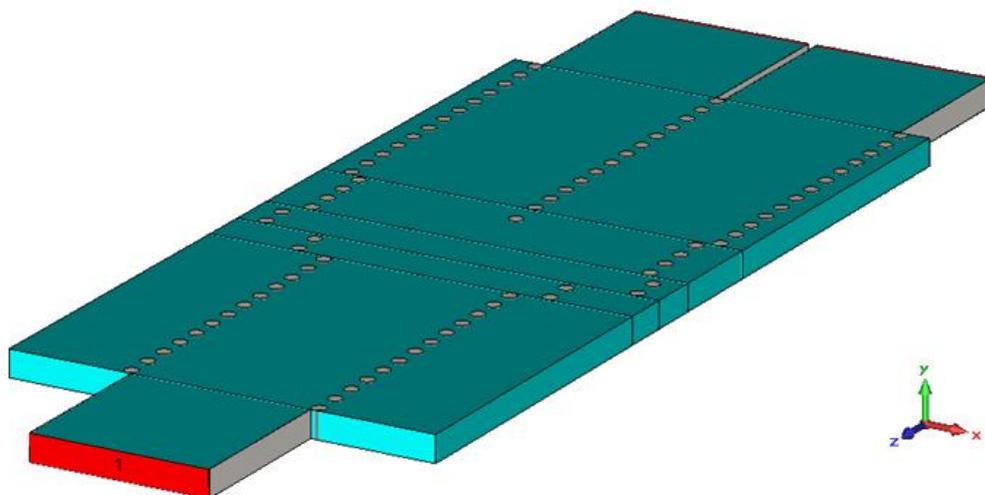


Figura 5-23: Diseño divisor plano H en SIW con tres secciones adaptadoras y pared central.

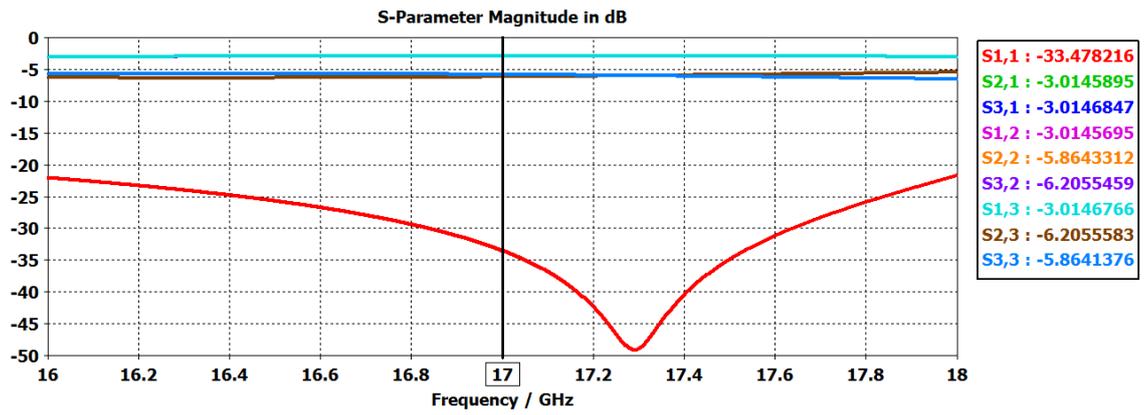


Figura 5-24: Respuesta divisor plano H en SIW con tres secciones adaptadoras y pared central.

Al realizar el divisor en SIW empeora la respuesta, y se produce un desplazamiento de la resonancia hacia frecuencias mayores. Para corregir esto se procede a variar las longitudes de los resonadores. Los resultados que se obtienen son:

Sección adaptadora	1	2	3
Ancho (mm)	14.89	22.03	20.09
Largo (mm)	2.75	3.00	5.70
Longitud pared (mm)	2.00		

Figura 5-25: Dimensiones de las secciones adaptadoras para el divisor SIW optimizado.

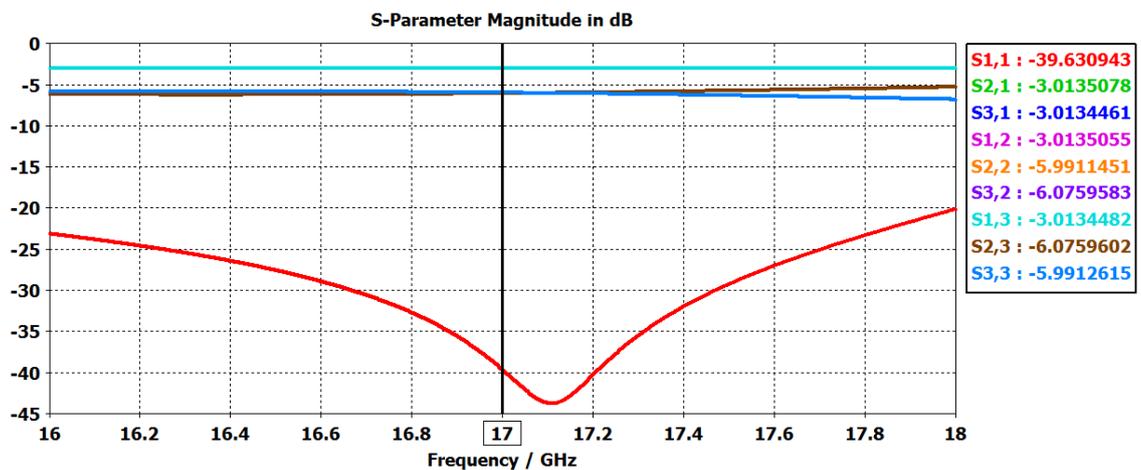


Figura 5-26: Respuesta divisor plano H en SIW con tres secciones adaptadoras y pared central.

Los resultados son muy parecidos a los obtenidos para el caso en guía. Se mantiene una reflexión inferior a -25 dB en toda la banda. Con la inserción de la pared central se ha conseguido el objetivo de mejorar la respuesta que se tenía para los divisores anteriores.

Si recubrimos el diseño por una placa de cobre de espesor 0.018 mm y añadimos las pérdidas del dieléctrico y la conductividad del cobre los resultados que se obtienen son los siguientes:

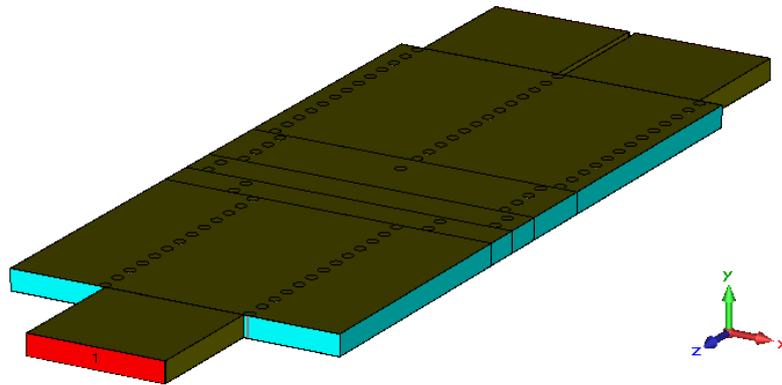


Figura 5-27: Diseño con pérdidas de divisor SIW con tres secciones adaptadoras y pared central.

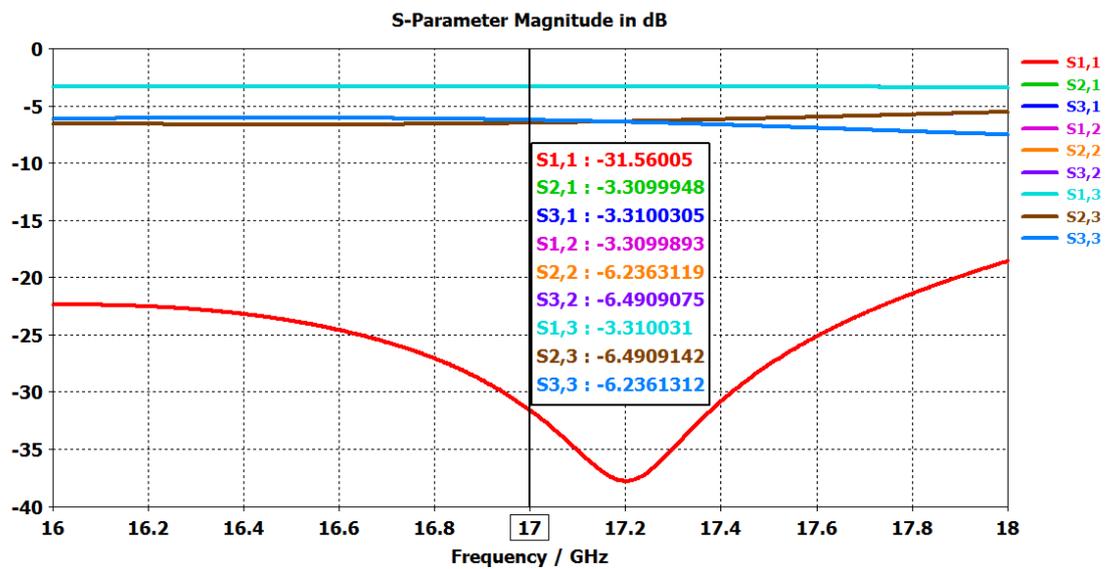


Figura 5-28: Diseño con pérdidas de divisor SIW con tres secciones adaptadoras y pared central.

Al incluir las pérdidas la respuesta empeora tal y como cabría esperar. Sin embargo se mantiene una reflexión en toda la banda de casi -23 dB.

5.3.4 Resultados

La siguiente gráfica muestra los distintos resultados que se obtienen para los diseños de los divisores en guía de onda.

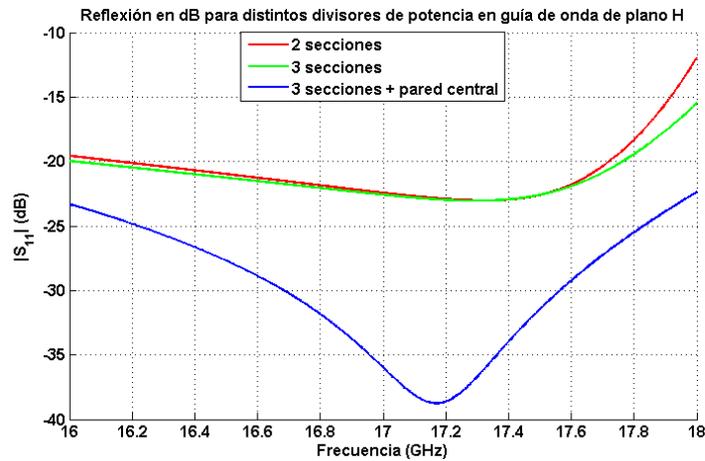


Figura 5-29: Comparación de resultados para divisores plano H en guía de onda.

Se puede observar como al añadir una tercera sección adaptadora apenas se mejora la reflexión. Sin embargo, cuando se introduce la pared central los resultados son mucho mejores. Como es de esperar ocurre lo mismo para el caso en SIW.

A la hora de pasar del diseño en guía a SIW resulta necesario llevar a cabo una ligera modificación de las longitudes de las secciones adaptadoras para conseguir que la respuesta no empeore.

La reflexión conseguida en el diseño SIW para el caso de tres secciones adaptadoras con pared central es de -25 dB en toda la banda.

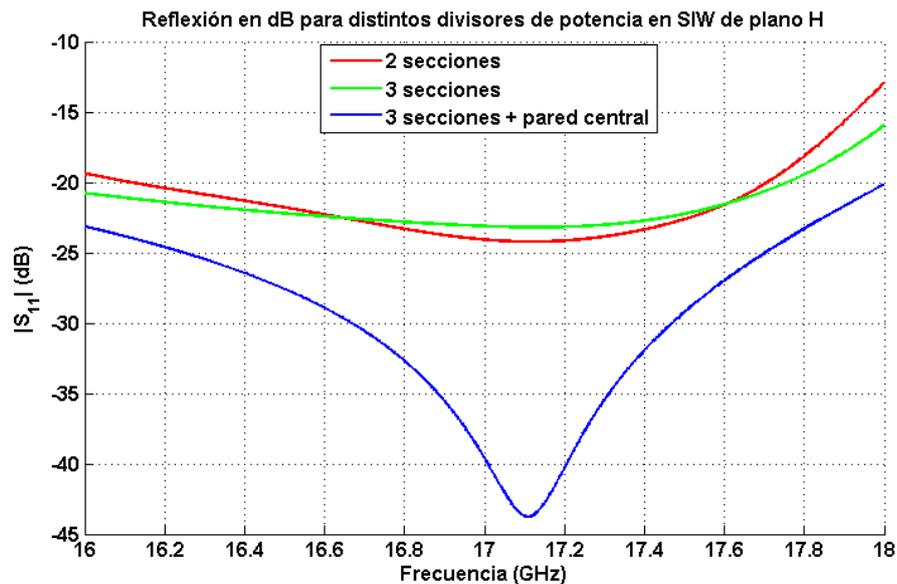


Figura 5-30: Comparación de resultados para divisores plano H en guía de onda.

5.4 Divisor de doble polarización

En esta sección se va a diseñar también una estructura que adapta la señal de entrada en guía rectangular a una guía cuadrada a la salida tal y como se muestra a continuación:

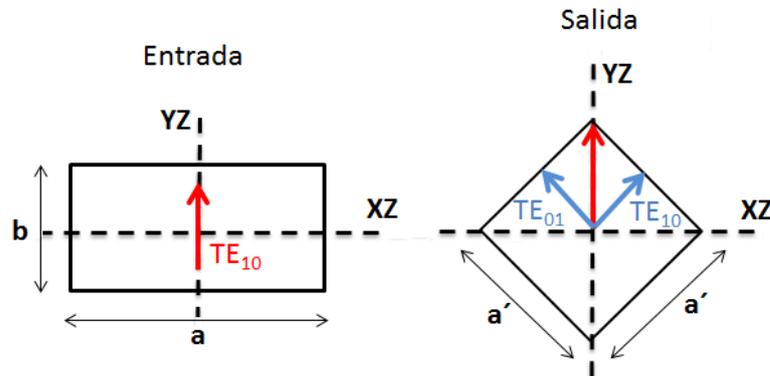


Figura 5-31: Esquema de los puertos de entrada y salida.

En una guía rectangular con $a > b$ el primer modo que se genera es el TE_{10} , que será el fundamental. Para una guía cuadrada, puesto que $a = b$, los primeros modos en generarse son el TE_{10} y el TE_{01} . Estos se denominan modos degenerados puesto que ambos tienen la misma frecuencia de corte.

Se va a probar a colocar una sección entre la entrada y la salida con la siguiente geometría:

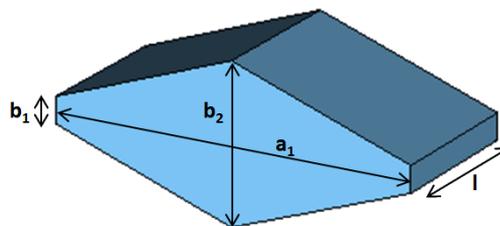


Figura 5-32: Sección adaptadora.

Los datos de la guía de onda de entrada son: $a = 10.5$ mm, $b = 5$ mm. La guía de onda de salida tiene un valor de $a = b = 10$ mm.

Mediante un barrido paramétrico de los datos de la sección central (a_1 , b_1 , b_2 y l) buscaremos que la reflexión sea mínima en la banda de interés (16.3 – 17.7 GHz). Para que a la salida sólo se genere el modo correspondiente a la suma de los modos TE_{10} y TE_{01} se ponen condiciones de pared eléctrica y magnética perfecta (PEW y PMW respectivamente).

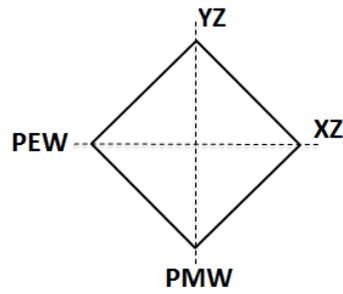


Figura 5-33: Condiciones de simetría en la guía de salida.

Los mejores valores que se obtienen para la sección adaptadora se muestran a continuación:

Parámetro	Valor (mm)
b1	0.20
b2	6.03
a1	13.82
l	6.06

Tabla 5-12: Dimensiones de la sección adaptadora.

Teniendo en cuenta estos valores, el diseño del divisor de doble polarización queda de la siguiente manera:

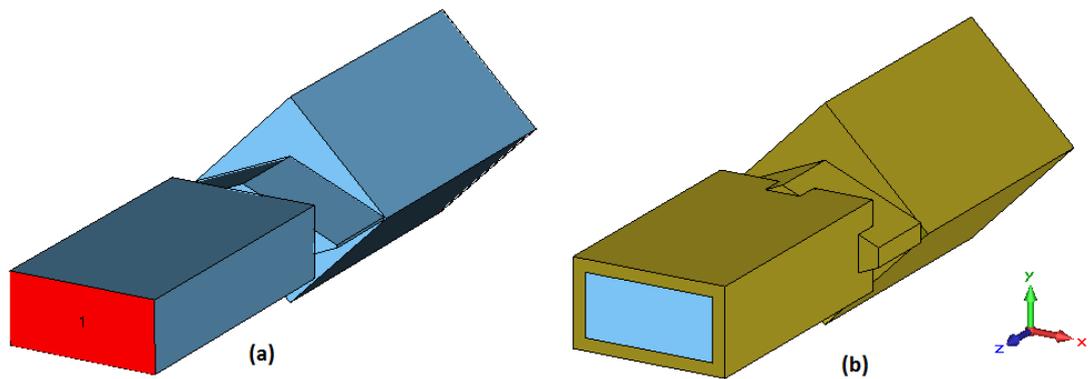


Figura 5-34: Diseño transformador guía rectangular en cuadrada. (a) Sin recubrir. (b) Recubierto.

La respuesta en frecuencia es la siguiente:

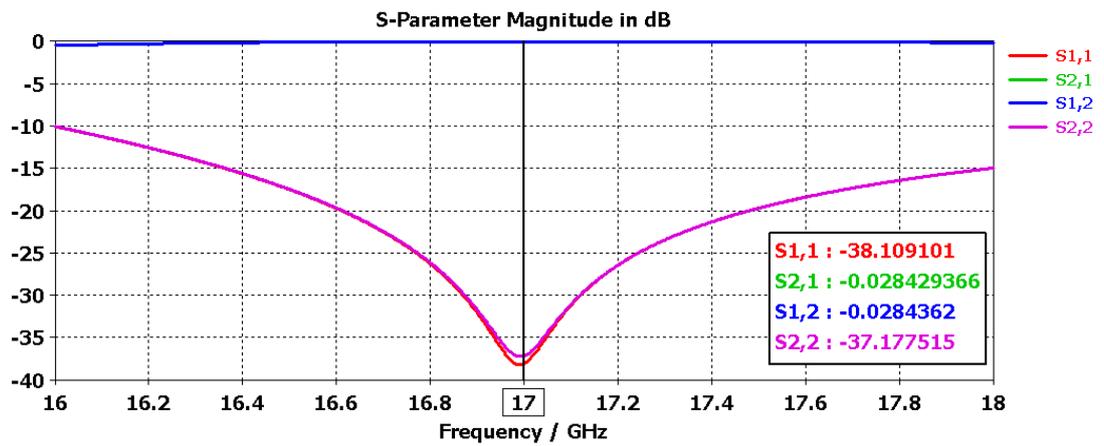


Figura 5-35: Respuesta transformador guía rectangular en cuadrada.

Se puede observar como la adaptación en la frecuencia central es muy buena, sin embargo, en los extremos no lo es tanto, llegando a una reflexión de apenas -15 dB en las frecuencias más bajas de la banda deseada.

6 Filtros con divisores de potencia

6.1 Introducción

En este capítulo se van presentar distintos diseños en los que se colocarán filtros en los puertos de salida de divisores de potencia. Para ello se va a partir de los divisores utilizados en el capítulo anterior, así como del procedimiento para el diseño de filtros en guía de onda y SIW para obtener diferentes filtros. El objetivo es conseguir filtros que sean capaces de manejar el doble de potencia y comprobar si las pérdidas son mayores o menores que para el caso de un único filtro.

6.2 Filtro más divisor plano E

En esta sección se utilizan los divisores plano E mencionados en el capítulo anterior. Todos ellos tienen a la entrada una guía de onda de dimensiones $a = 10 \text{ mm}$ y $b = 5 \text{ mm}$. En las puertas de salida de los mismos se coloca un filtro en guía de onda con las siguientes características:

- Frecuencias de corte: $f_{c1} = 16.3 \text{ GHz}$ y $f_{c2} = 17.7 \text{ GHz}$.
- Orden del filtro: $N = 7$
- Pérdidas de retorno: 20 dB
- Tipo de respuesta: Chebyshev
- Ancho de iris: 2 mm
- Ancho de la guía: 10.5 mm

Después de los filtros se vuelve a colocar el divisor. Con esto se busca que la potencia que soporta el dispositivo completo sea mayor que la de un único filtro.

El filtro obtenido tiene las siguientes dimensiones:

Apertura iris (mm)							
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
8.43	7.19	6.78	6.65	6.65	6.78	7.19	8.43
Longitud de los resonadores (mm)							
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	
10.36	11.94	12.43	12.53	12.43	11.94	10.36	

Tabla 6-1: Dimensiones filtro en guía de onda.

Se diseña el filtro en CST tal y como aparece en la siguiente figura, y se simula su comportamiento. El filtro está recubierto de una capa de cobre cuya conductividad es de $5.8 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. El recubrimiento de cobre tiene que tener un espesor mínimo de 10 veces la profundidad de

penetración para que su respuesta sea la correcta. La profundidad de penetración viene definida por:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \tag{6.1}$$

Para el cobre a 17 GHz, la profundidad de penetración tiene un valor de $\delta = 5e-7$ m.

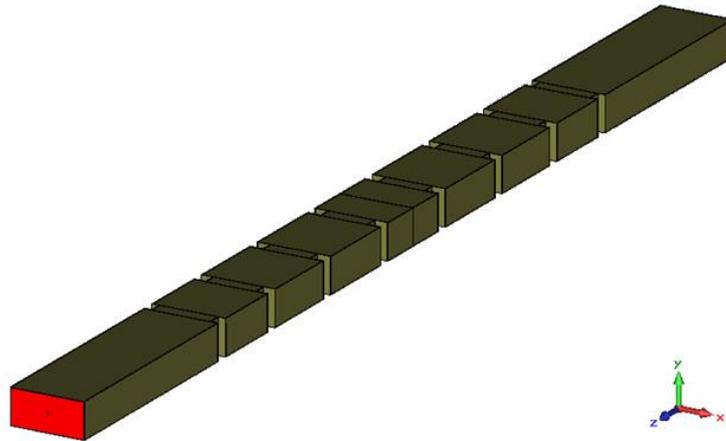


Figura 6-1: Diseño del filtro en guía de onda.

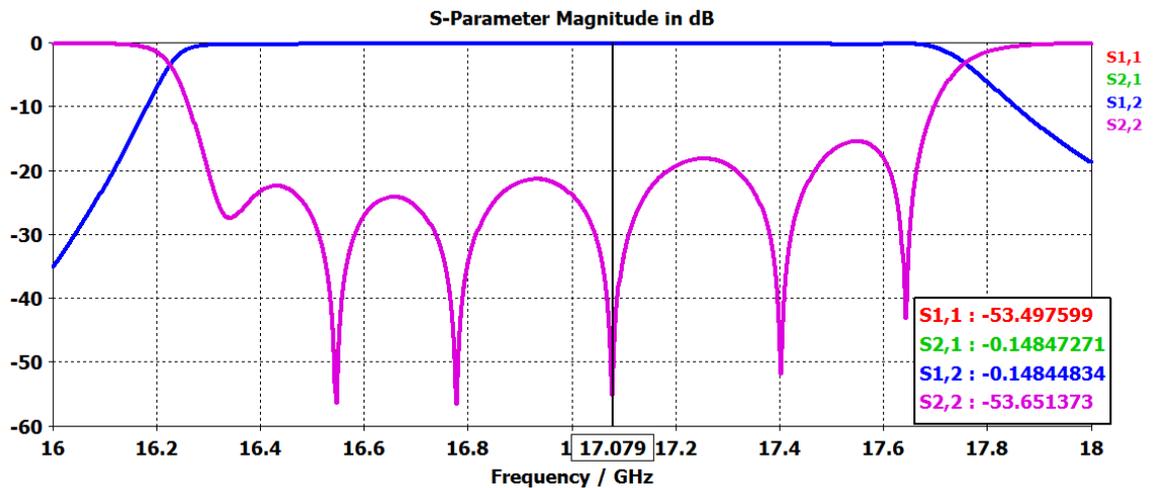


Figura 6-2: Respuesta del filtro en guía de onda.

Se puede observar como el filtro se comporta de la manera esperada en la banda de paso, empeorando ligeramente la reflexión en las frecuencias más altas.

6.2.1 Diseño 1

Se parte del divisor de la sección 5.2.1. Éste se caracteriza porque sus guías de onda a la entrada y a la salida son de las mismas dimensiones ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 2$). Se coloca el filtro mencionado antes y se obtiene lo siguiente:

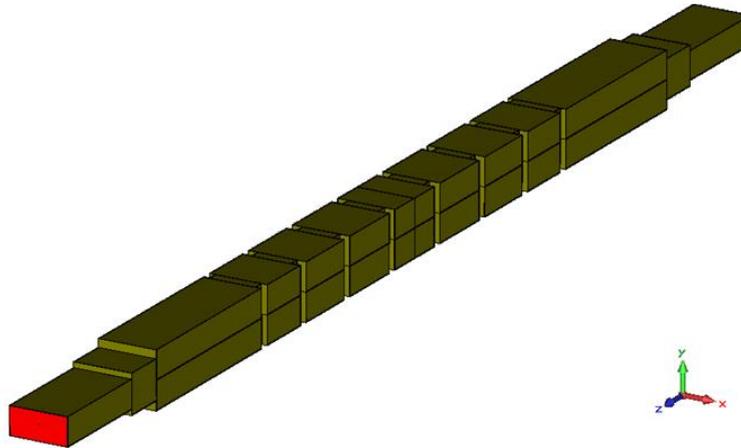


Figura 6-3: Divisor diseño 1 más filtro.

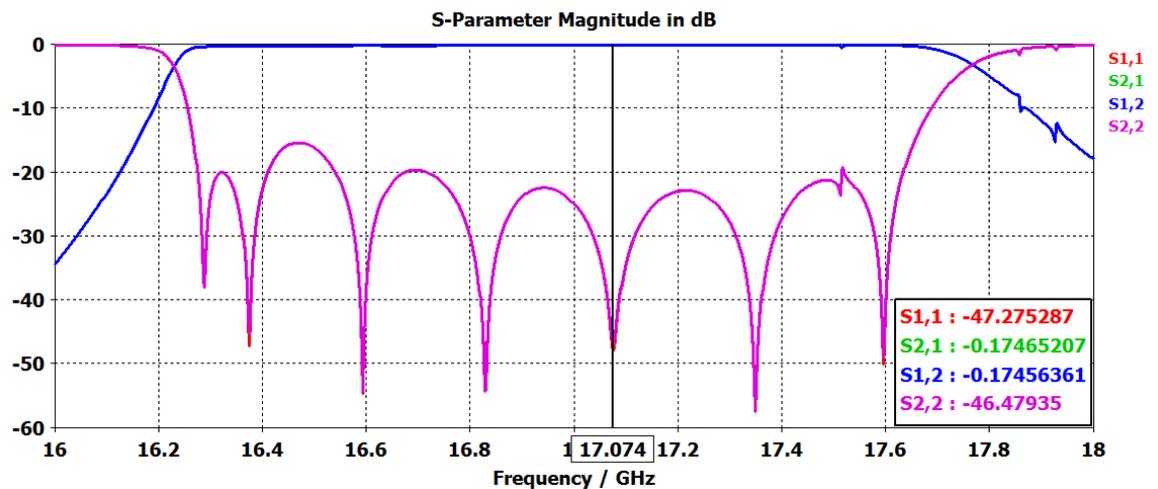


Figura 6-4: Respuesta divisor diseño 1 más filtro.

La respuesta es buena, y la reflexión es inferior a -20 dB en prácticamente toda la banda. El valor de la transmisión en el cero más cercano a 17 GHz es de -0.17 dB.

La guía de onda existente entre el divisor y el filtro tiene una longitud tan grande para evitar que los modos de orden superior que se generan en las discontinuidades afecten a la respuesta. Si la distancia existente fuera muy pequeña, los modos de orden superior generados en el divisor interactuarían con los iris, modificando la respuesta.

6.2.2 Diseño 2

Se parte del divisor de la sección 5.2.2. En éste, la guía de salida tiene una altura de 3.75 mm ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1.5$). Las gráficas siguientes muestran el diseño en CST y su correspondiente respuesta en frecuencia.

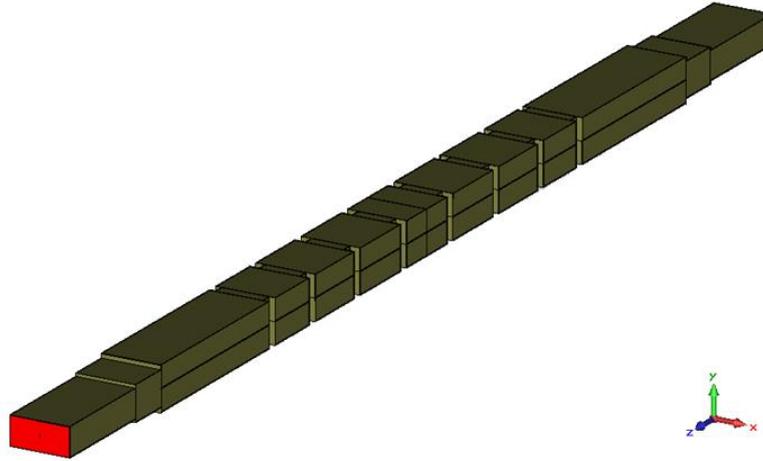


Figura 6-5: Divisor diseño 2 más filtro.

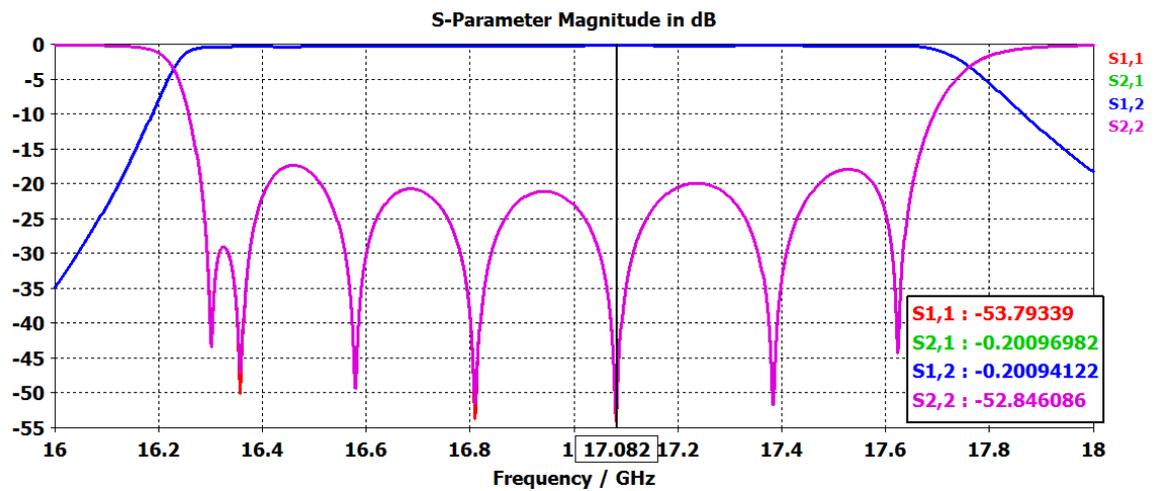


Figura 6-6: Respuesta divisor diseño 2 más filtro.

El diseño se comporta como era de esperar, siendo la reflexión en la banda de paso inferior a -20 dB en la mayor parte de la banda. En este caso, el valor de la transmisión en el cero cercano a la frecuencia central es de -0.20 dB. Dicho valor es peor que para el caso anterior.

6.2.3 Diseño 3

Se parte del diseño de la sección 5.2.3 en el que la guía de onda de salida tiene una altura de 2.5 mm ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1$). El diseño y la respuesta que se obtiene es la siguiente:

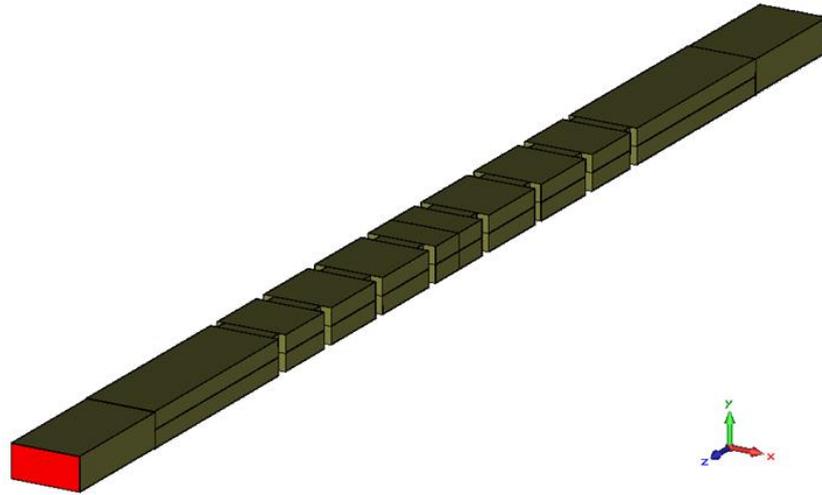


Figura 6-7: Divisor diseño 3 más filtro.

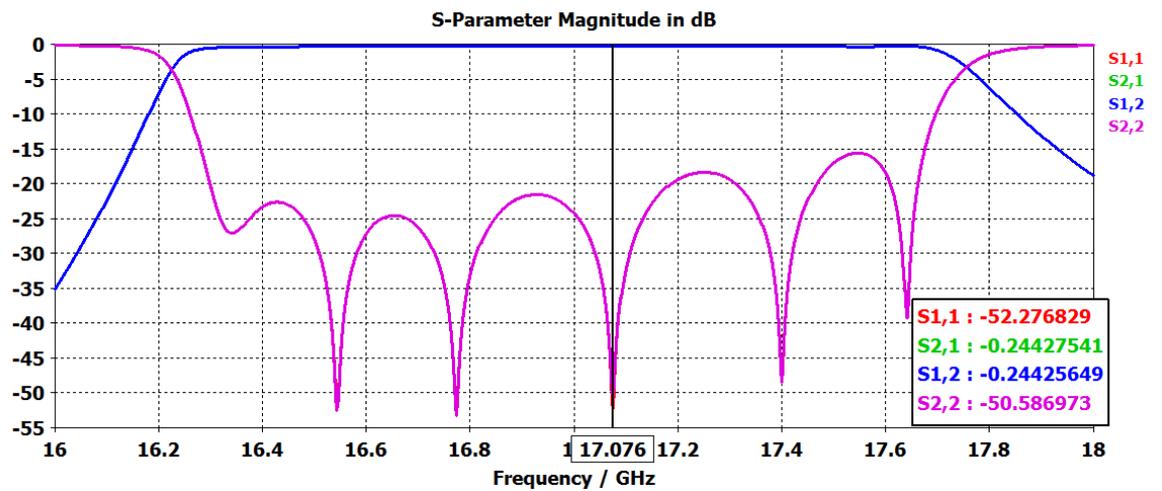


Figura 6-8: Respuesta divisor diseño 3 más filtro.

La reflexión empeora en las frecuencias más altas, mientras que para el resto de la banda la respuesta es la esperada. Para este diseño, el valor del $|S_{21}|$ en uno de los ceros es de -0.24 dB.

6.2.4 Diseño 4

Se parte del diseño de la sección 5.2.4. Aquí la guía de onda a la salida tiene una altura de 1.25 mm ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 0.5$). Se muestra a continuación el diseño en CST y la respuesta en frecuencia.

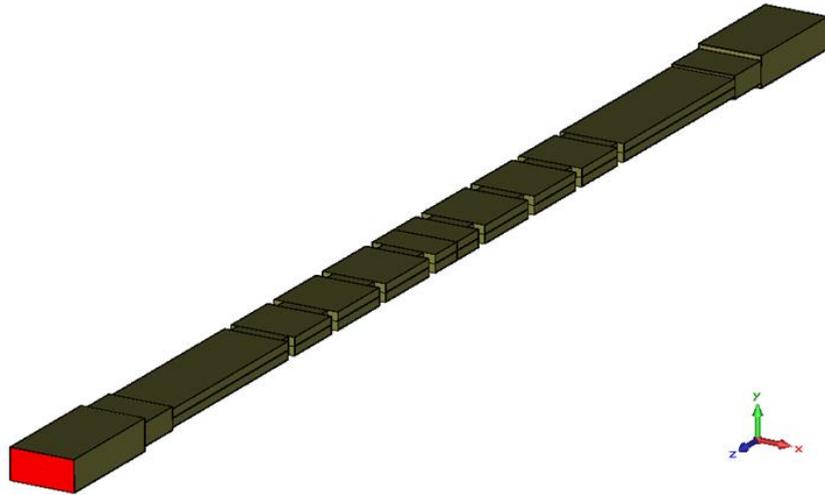


Figura 6-9: Divisor diseño 2 más filtro.

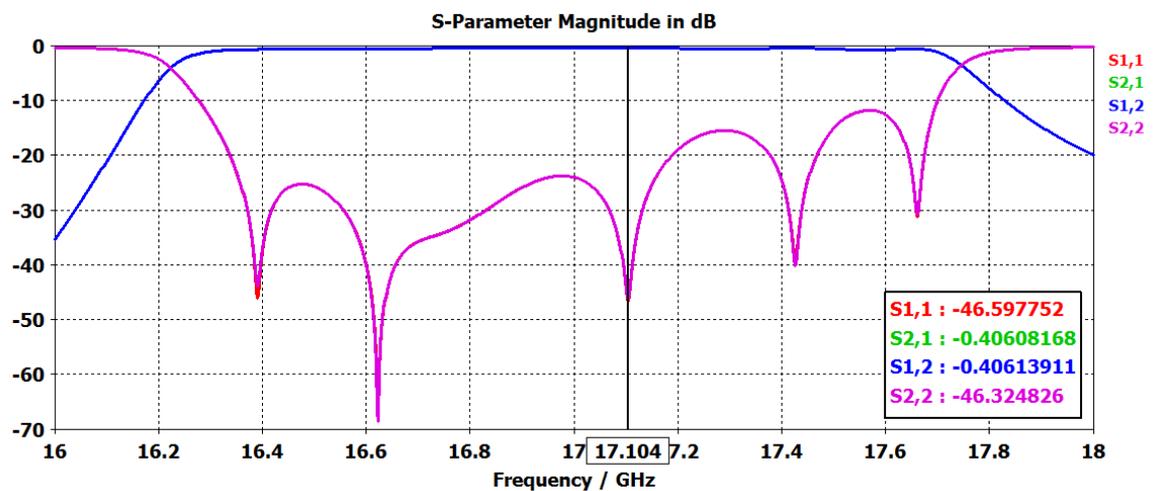


Figura 6-10: Respuesta divisor diseño 4 más filtro.

En este caso, la respuesta en frecuencia empeora, llegando la reflexión a valores cercanos a los -10 dB para las frecuencias más altas. Es el diseño que presenta un valor de la transmisión mayor (-0.41 dB) en el cero cercano a los 17 GHz.

6.2.5 Comparación de resultados

En las siguientes figuras se muestra una comparativa de la transmisión y la reflexión para los distintos diseños (filtros más divisores) así como para el caso del filtro individual.

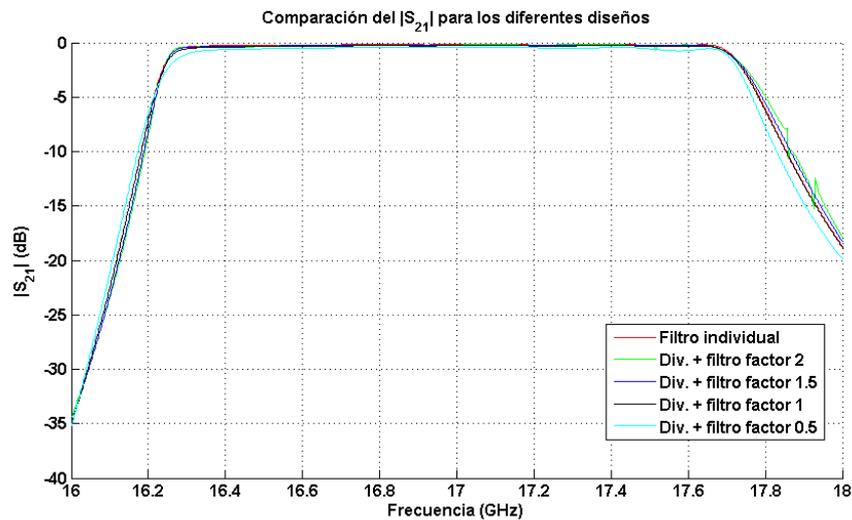


Figura 6-11: Comparación del $|S_{21}|$ para los diferentes diseños.

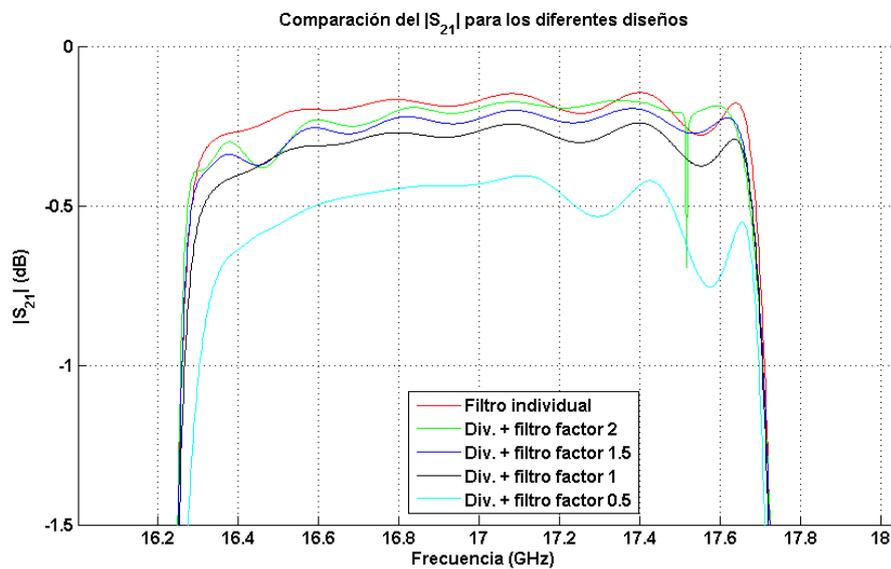


Figura 6-12: Comparación del $|S_{21}|$ para los diferentes diseños. Detalle de la banda de paso.

Se puede observar como la transmisión es mejor para el caso del filtro individual, y va empeorando según disminuye el cociente entre las alturas de salida y entrada de las guías. Así, el diseño donde $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 2$ tiene un valor del $|S_{21}|$ mejor que los demás diseños. El diseño 4 ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 0.5$) tiene el peor valor.

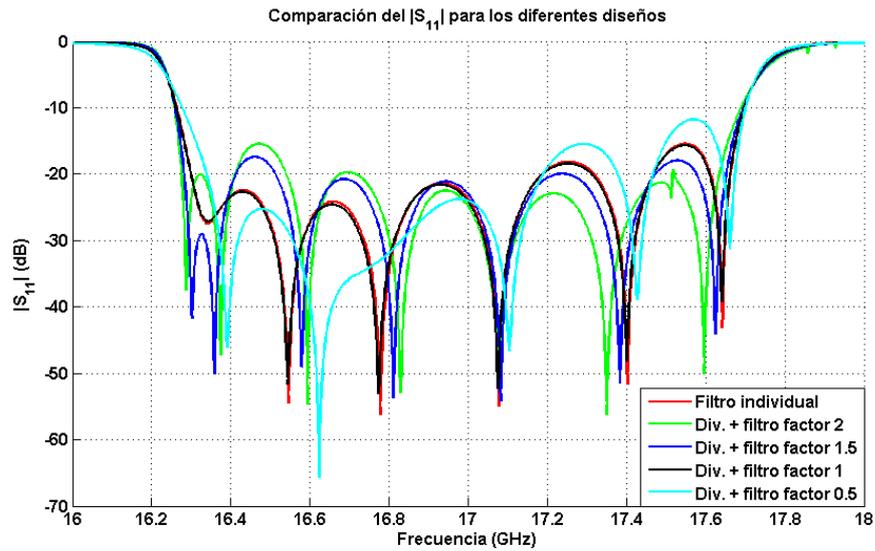


Figura 6-13: Comparación del $|S_{11}|$ para los diferentes diseños.

El diseño 3, cuyo factor $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1$ es el que muestra mayor parecido con el filtro individual, lo cual es de esperar pues, como se comentó en la sección anterior, no necesita sección adaptadora.

El diseño 2 ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1.5$) muestra muy buena reflexión. Esto es debido a que el divisor presenta una buena adaptación, estando su reflexión por debajo de -25 dB para la banda de trabajo, tal y como se puede observar en la Figura 5-5.

El diseño 4 cuenta con una reflexión buena en las frecuencias bajas de la banda de trabajo, pero empeora conforme aumenta la frecuencia, llegando a valores cercanos a los -10 dB.

6.2.6 Estudio de las pérdidas

La gráfica siguiente muestra las pérdidas que se producen para los distintos diseños y para el filtro individual, a las distintas frecuencias. Estas se calculan de la siguiente manera:

$$L = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (6.2)$$

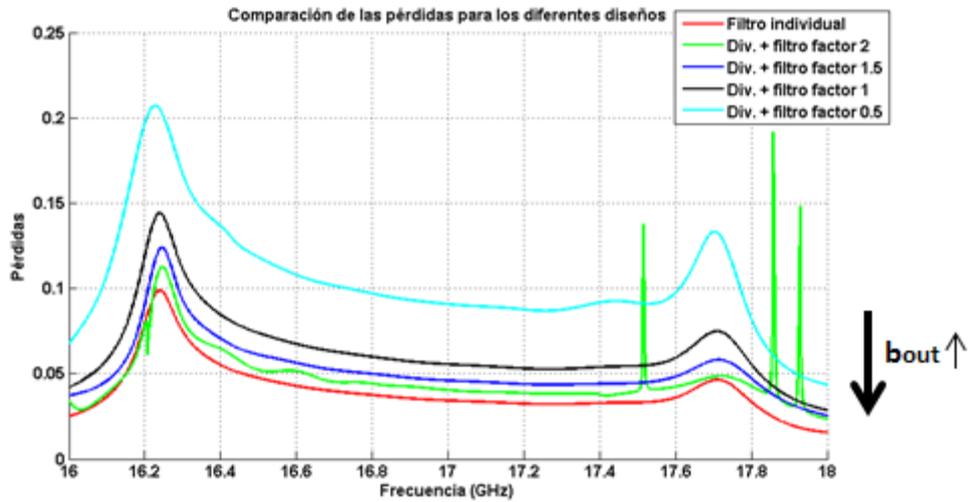


Figura 6-14: Pérdidas para los distintos diseños.

Se puede observar que las pérdidas disminuyen conforme aumenta el factor $2 \cdot b_{out} / b_{in}$, es decir, las pérdidas disminuyen conforme aumenta la altura de la guía de onda de salida.

El divisor más filtro de factor 2 es el que presenta menos pérdidas, las cuales son muy parecidas a las del filtro individual. Sin embargo, como se vio en el apartado anterior, la mejor respuesta es la del el divisor más filtro de factor 1.5. Las pérdidas de este diseño son ligeramente superiores a las del filtro individual.

6.3 Filtro más divisor plano H

En este apartado se pretende dar un paso más en el diseño de filtros en SIW con divisores, cuyo diseño no es tan clásico como los filtros en guía de onda analizados, y su desarrollo ha sido mayor en los últimos años. Para ello se va a utilizar el procedimiento de diseño de filtros en SIW junto con el divisor plano H en SIW del capítulo anterior, el cual cuenta con tres secciones adaptadoras y pared central, tal y como se ve en la figura siguiente:

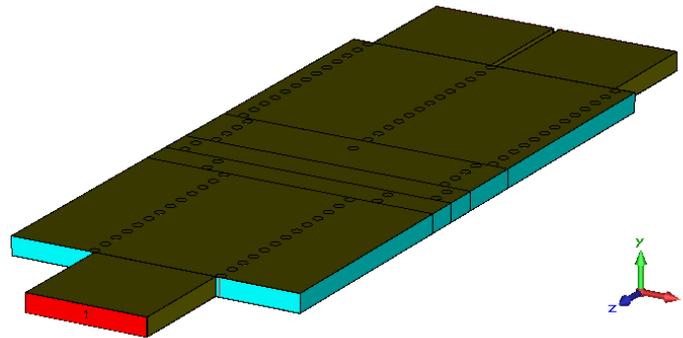


Figura 6-15: Divisor plano H con tres secciones adaptadoras y pared central.

Se busca así conseguir un filtro capaz de manejar el doble de potencia y que además tenga un menor coste de fabricación gracias a la tecnología SIW.

Las guías de onda a la entrada y a las salidas son de 10.48 mm, y su correspondiente valor en SIW es de 11 mm. La altura de la guía es de $b = 1.5748$ mm, que se corresponde con la altura del sustrato *TLY-5A 0620CH/CH*. En cuanto a la caracterización de la SIW se usa un diámetro de las vías d de 0.8 mm y una periodicidad p de dos veces dicho diámetro.

El filtro a implementar es un filtro paso banda de tipo Chebyshev, de frecuencias de corte $f_{c1}=16.3$ GHz y $f_{c2} = 17.7$ GHz, orden 7, pérdidas de retorno de -20 dB, y para las dimensiones de guía anteriores. A la hora de obtener las dimensiones de los iris se sigue el proceso comentado en el capítulo 4. Será necesario modificar las frecuencias de diseño para cumplir el rango de frecuencias deseado, así como un proceso de optimización que mejore la respuesta. Los siguientes valores se han obtenido con unas frecuencias de diseño de 16.3 a 17.85 GHz.

Apertura iris (mm)							
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
6.01	4.03	4.12	5.45	5.45	4.12	4.43	6.01
Longitud de los resonadores (mm)							
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	
5.43	6.18	5.88	7.71	5.88	6.18	5.43	

Tabla 6-2: Dimensiones del filtro en SIW.

La respuesta del filtro de manera individual es:

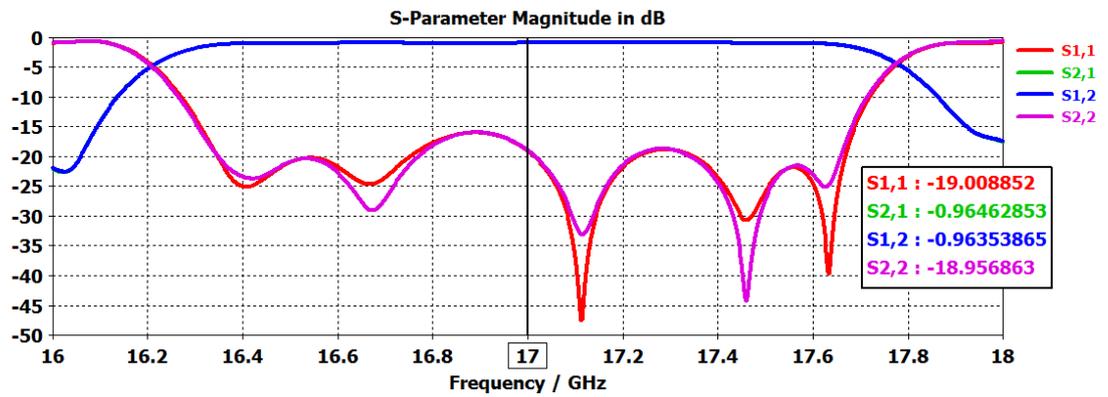


Figura 6-16: Respuesta del filtro en SIW.

En cada salida del divisor se coloca el filtro y se añade de nuevo el divisor, de manera que el diseño completo tenga sólo dos puertos. Las figuras siguientes muestran dicho diseño así como la respuesta obtenida:

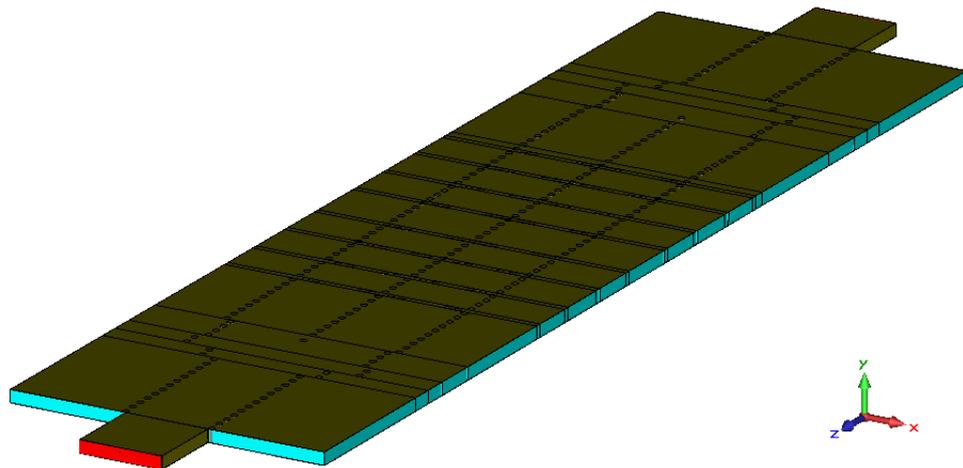


Figura 6-17: Divisor de potencia plano H más filtro SIW.

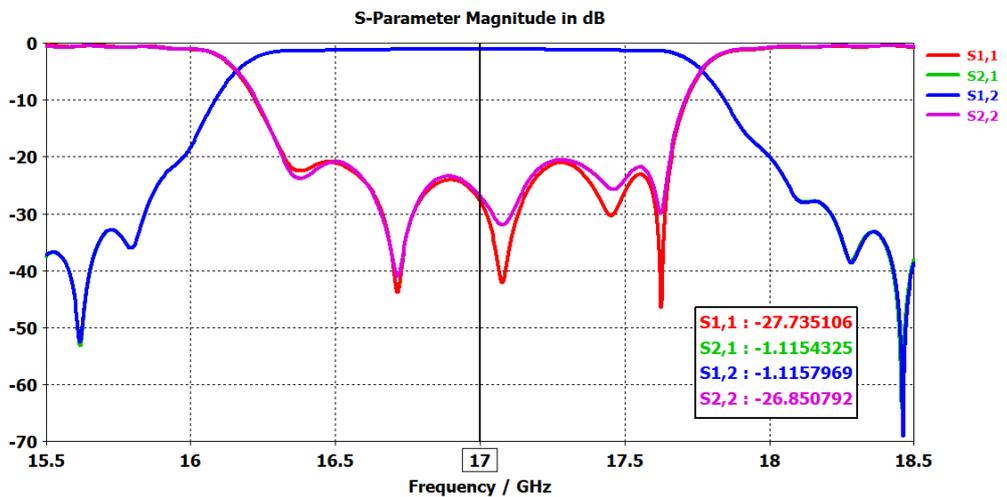


Figura 6-18: Respuesta del divisor plano H más filtro en SIW.

Se puede observar como la reflexión está por debajo de -20 dB en toda la banda de paso, excepto en los extremos, donde aumenta ligeramente.

6.4 Filtro en guía cuadrada más divisor de doble polarización

Para este apartado se va a utilizar el componente diseñado en la sección 5.4 el cual transforma la señal de entrada en guía rectangular a guía cuadrada. Se trata de llevar a cabo el filtrado de dos señales, cada una en un modo distinto pero por un único camino físico. En la bibliografía consultada no se han encontrado referencias sobre la realización de filtros de alta potencia con dos polarizaciones de este tipo, lo que representa una contribución novedosa de este proyecto. La guía de entrada tiene unas dimensiones de $a = 10.5 \text{ mm}$ y $b = 5 \text{ mm}$. La guía cuadrada tiene un lado de $a = b = 10 \text{ mm}$.

Una vez obtenidas las dimensiones del filtro se lleva a cabo una optimización para obtener una respuesta que se acerque más a la deseada, y se llega a los siguientes valores:

Apertura iris (mm)							
Iris 1	Iris 2	Iris 3	Iris 4	Iris 5	Iris 6	Iris 7	Iris 8
8.86	7.85	7.53	7.44	7.44	7.53	7.85	8.86
Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5	Res. 6	Res. 7	Res. 7
11.75	13.06	13.65	13.84	13.65	13.06	11.75	

Tabla 6-3: Dimensiones del filtro en guía cuadrada.

Al tratarse de un diseño en guía cuadrada, tanto el modo TE_{10} como el TE_{01} se propagan. Se busca que ambos modos filtren la misma banda por lo que las aperturas en ambas direcciones serán iguales y los iris tendrán forma cuadrada, tal y como se muestra a continuación:

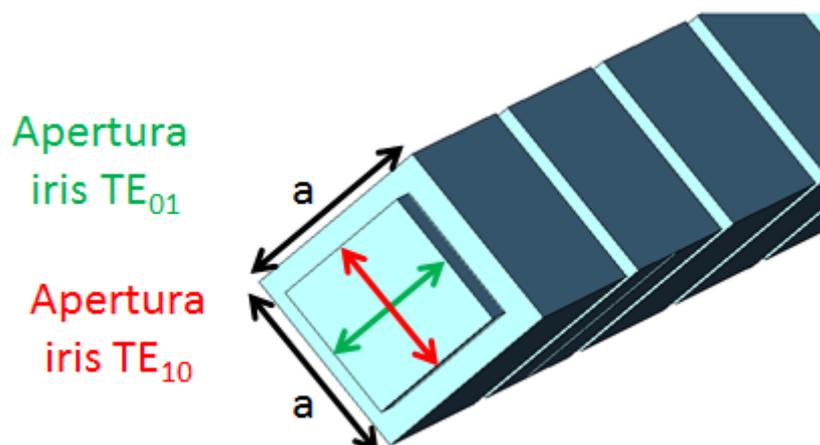


Figura 6-19: Filtro en guía cuadrada.

En la siguiente figura se pueden apreciar las siete cavidades resonantes en guía cuadrada separadas por iris. Los puertos de entrada y salida son en guía rectangular y se adaptan a guía cuadrada tal y como se comentó en el capítulo anterior.

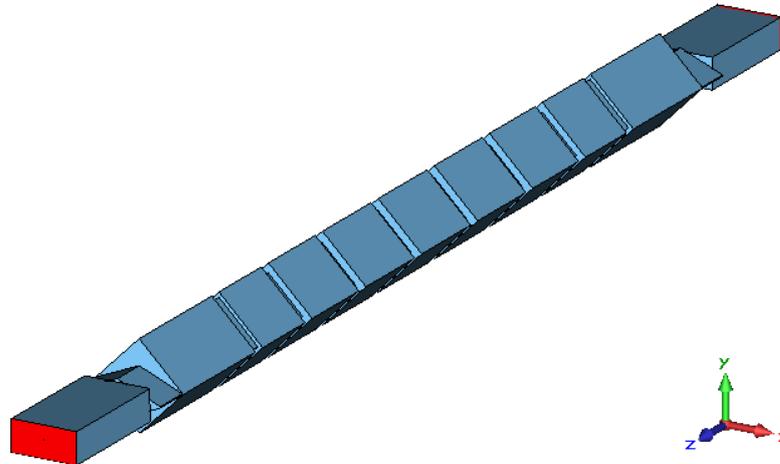


Figura 6-20: Filtro en guía cuadrada con puertos en guía rectangular.

La siguiente figura muestra el filtro cubierto con una capa de cobre:

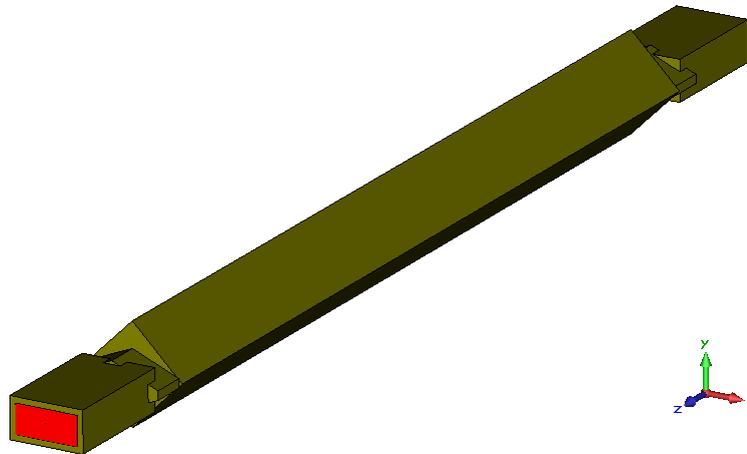


Figura 6-21: Filtro en guía cuadrada con puertos en guía rectangular recubierto de cobre.

Si se lleva a cabo la simulación en CST Microwave Studio, se obtiene la siguiente respuesta:

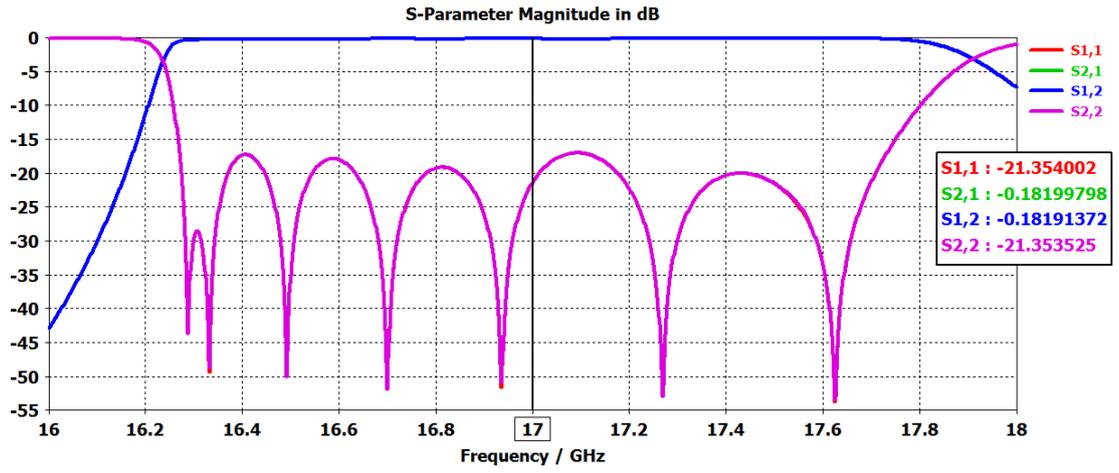


Figura 6-22: Respuesta en frecuencia del filtro en guía cuadrada con puertos en guía rectangular.

Se puede observar que la reflexión está por debajo de -17 dB para toda la banda de trabajo.

7 Conclusiones y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

En este proyecto se han diseñado filtros tanto en Substrate Integrated Waveguide como en guía de onda para banda Ku, así como divisores de potencia.

La primera parte del proyecto ha consistido en el desarrollo e implementación de técnicas de diseño aproximadas (debido a la dificultad del análisis electromagnético) que calculan las dimensiones del filtro dadas las frecuencias de corte, pérdidas de retorno, orden del filtro... Estas dimensiones proporcionan una respuesta que no se acerca demasiado a la ideal debido a que los modelos usados son aproximados y no tienen en cuenta la interacción entre los diferentes iris por modos superiores. Además se comportan de manera más exacta a la frecuencia central. Por ello, se hace necesario un proceso de optimización que modifique las dimensiones del filtro y acerque la respuesta a la ideal. Todo esto se ha llevado a cabo en Matlab.

En la segunda parte del proyecto se han diseñado filtros en guía de onda, que después se han pasado a SIW. En este proyecto, todos los filtros en SIW utilizan el sustrato *TLY-5A 0620CH/CH*.

Se ha pretendido diseñar un filtro en SIW en la banda de los 16.3 a 17.7 GHz con el objetivo de construirlo en los talleres de la Escuela Politécnica Superior, y medirlo. Para llevar a cabo esto se ha utilizado una transición SMA – microstrip – SIW.

Así, el primer paso ha sido diseñar el filtro en guía mediante el script desarrollado en Matlab. Posteriormente se pasa a SIW eligiendo parámetros como diámetro de vías y espaciado entre ellas. El paso de guía a SIW proporciona resultados peores que la guía original por lo que resulta necesaria una optimización en CST y una ligera recolocación de las vías para que la distancia entre ellas sea suficiente y pueda construirse. Las frecuencias de diseño también se han tenido que modificar para que el resultado se ajuste a la banda deseada. Una vez hecho esto se procede a añadir las transiciones en el diseño.

La construcción del diseño se ha hecho en el taller de la Escuela mediante una máquina de fresado de prototipos LPKF ProtoMat S100. La metalización de las vías se hace de manera manual, lo cual hace que sea un proceso tedioso y menos preciso.

A la hora de colocar la transición ésta no encajaba bien debido que la altura del sustrato se modifica por los remaches. Esto provoca que la transición entre el conector y la pista microstrip no sea buena. Las medidas llevadas a cabo muestran unos valores de reflexión bastante altos, pero razonables para este primer prototipo.

Durante el proyecto se han diseñado diferentes divisores de potencia tanto de plano H como de plano E. A la hora de realizar los divisores de plano H, la adaptación ha resultado difícil de conseguir por lo que se han ido añadiendo más secciones adaptadoras y otras modificaciones

para lograr una reflexión aceptable. El divisor plano H con mejores resultados ha sido además diseñado en tecnología SIW.

También se ha diseñado un adaptador que convierte una entrada en guía de onda rectangular a una en guía cuadrada.

Por último, y con el objetivo de aunar el diseño de filtros con el de divisores, se han llevado a cabo diseños que combinan ambas partes. En ellos, se parte de los divisores diseñados y se coloca en sus salidas filtros iguales. A la salida de los filtros se vuelve a colocar de nuevo el divisor. Con esto se logra aumentar la potencia soportada por estos dispositivos en comparación con la de los filtros individuales.

Cabe destacar el filtro con divisor diseñado en tecnología SIW, pues combina las ventajas de la tecnología en SIW con la capacidad de manejar el doble de potencia. Los diseños en SIW para filtros no son muy comunes, y su desarrollo ha sido principalmente llevado a cabo en los últimos años.

En cuanto al filtro colocado en el divisor de doble polarización, éste es un diseño novedoso, que no aparece en la bibliografía consultada, y que permite llevar dos señales por un único puerto físico (y no por dos, como es habitual), cada una en una polarización. Esto supone otra forma novedosa de lograr filtros de alta potencia.

7.2 Trabajo futuro

Como primer objetivo se propone construir externamente y medir el filtro en SIW que ya ha sido construido en el taller de la Escuela Politécnica Superior, y cuyos resultados se alejaron bastante de los esperados. Se pretende así comparar las medidas entre ambas construcciones.

En cuanto al trabajo futuro a corto plazo se propone construir y medir los diseños que aparecen en el capítulo anterior, con el objetivo de comparar la respuesta medida con la esperada. En los diseños en guía de onda convencional, los resultados medidos suelen coincidir con los simulados. Para los diseños en SIW se propone llevar a cabo la construcción fuera de los talleres de la Escuela Politécnica Superior con el objetivo de obtener resultados mejores.

Más a largo plazo, se propone también diseñar filtros de doble banda tanto en tecnología SIW como en guía de onda. En cuanto al filtro de doble polarización, se propone que cada señal pase por un filtro distinto, filtrando así dos bandas.

En este proyecto todos los diseños se han llevado a cabo en guía de onda rectangular. Como posible trabajo futuro se podría realizar el diseño de filtros en otro tipo de guía como puede ser guía circular o ridge.

Referencias

- [1] **L. Yan, H. Wei, G. Hua, J. Chen, K. Wu and T. J. Cui**, «Simulation and experiment on SIW Slot Array Antennas,» *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 14, nº 9, pp. 446-448, September 2004.
- [2] **D. M. Pozar**, *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [3] **R. E. Collin**, *Foundations for Microwave Engineering*, IEEE Press, 2001.
- [4] **R. J. Cameron, C. M. Kudsia and R. R. Mansour**, *Microwave filters for communication systems fundamentals, design and applications*, Wiley-Interscience, 2007.
- [5] Hoja de características: <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>
- [6] Remaches tubulares de la marca Bungard. Características en: http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/m_dknieten.htm
- [7] **D. Deslandes and K. Wu**, «Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide,» *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, nº 6, pp. 2516-2526, June 2006.
- [8] LPKF ProtoMat S100. Características en: <http://www.lpkf.es/>
- [9] Remachadora Favorit de la marca Bungard. Características en: <http://www.bungard.de/old/deutsch1/spanisch/seiten/p-favorit.htm>
- [10] Analizador de redes Agilent E5071C. Hoja de datos en: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5479EN.pdf>
- [11] CST Microwave Studio. <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Solvers.aspx>
- [12] **P. Chen, W. Hong, Z. Kuai, J. Xu, H. Wang, J. Chen, H. Tang, J. Zhou and K. Wu**, «A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications,» *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 57, nº 6, pp. 1813-1821, June 2009.
- [13] Conector Huber-Shuner. Modelo 23_SMA-50-0-94/199_N. Información en: <http://www.hubersuhner.com.sg>

Anexos

A Construcción de circuitos impresos

Como ya se ha comentado en capítulos anteriores, la tecnología SIW se caracteriza por ofrecer un coste menor que las estructuras en guía de onda tradicional, así como una fabricación más sencilla. Esto se debe a que los componentes se fabrican en sustratos mediante técnicas de circuitos impresos. Existen dos métodos para llevar a cabo la construcción: el método químico y el mecánico.

El método químico consiste en la creación de una máscara con las pistas que se desea que tenga el circuito. Dicha máscara se pega a la placa y se introduce en una disolución de cloruro férrico. Esto provoca una reacción que hace que en todas las zonas no cubiertas por la máscara se elimine el cobre.

El método mecánico usa en cambio una máquina fresadora controlada por software, la cual se encarga de eliminar el cobre gracias a sus distintas herramientas. Este procedimiento es mucho más limpio y seguro al no usarse productos químicos.

En este proyecto se ha utilizado el método mecánico pues es el que está disponible en el taller de circuitos impresos de la Escuela Politécnica Superior.

Los pasos que hay que seguir para construir un circuito a partir de un diseño en CST aparecen en la Figura A-1 y son los siguientes:

1. Una vez que el circuito ha sido diseñado en CST y se comporta de la manera esperada, se exporta en archivos DXF, uno por cada capa del circuito que se necesite imprimir.
2. Todos los archivos DXF del proyecto se combinan en uno solo mediante el software de dibujo *AutoCad*. Aquí se definen las capas (top, bottom, corte y taladros) que la fresadora necesita interpretar para funcionar correctamente.
3. En este paso, se necesitan obtener los archivos *Gerber*, uno por cada capa. Para ello se utiliza el software ADS (Advanced Design System).
4. A partir de este paso se utiliza el software propio de la fresadora LPKF. Primero se utiliza el software *CircuitCam*, el cual permite, a partir de los ficheros *Gerber*, elegir las herramientas que van a ser usadas en la construcción y cómo van a actuar sobre la placa. Este software genera un archivo con extensión LMDR.
5. El fichero LMDR es abierto por el software *Board Master*, el cual controla la comunicación entre el ordenador y la fresadora. A partir de aquí comienza el proceso de fabricación de la placa. Se van imprimiendo por fases las distintas capas del circuito hasta que éste está completamente acabado.

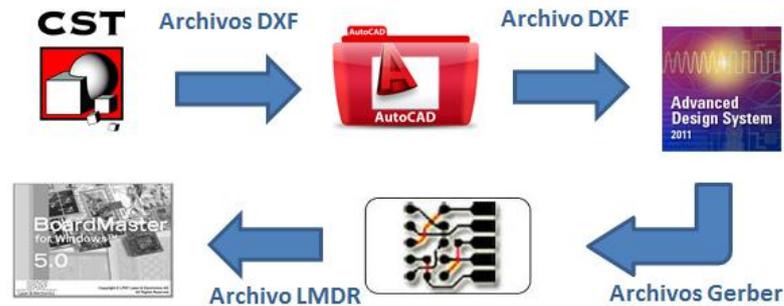


Figura A-1: Proceso para la construcción de un circuito impreso a partir de un diseño en CST.

Las herramientas de las que dispone la fresadora son las siguientes:

- **Universal Cutter.** Se utiliza para marcar el contorno del circuito así como para eliminar cobre de manera precisa.
- **End Mill.** Permite eliminar cobre de manera no muy precisa. Útil para quitar cobre rápidamente de zonas extensas.
- **End Mill RF.** Es la herramienta más precisa para eliminar cobre por lo que es usada para la construcción de dispositivos de microondas.
- **Contour Router.** Realiza el corte del circuito de la lámina de sustrato con la que se trabaja.
- **Spiral Drill.** Herramienta de taladro que permite realizar agujeros con diámetros de gran precisión sobre la placa.

Universal Cutter	End Mill RF	End Mill
<p>0.1-0.15 mm (4-6 mil) copper layer base material</p>	<p>0.15-0.4 mm (6-16 mil)</p>	<p>engraving 0.8-3.0 mm (31-118 mil) aluminum</p>
Contour Router	Spiral Drill	
<p>routing 1-2 mm (39-79 mil)</p>	<p>min. 0.2 mm (8 mil) max. 3.0 mm (118 mil)</p>	<p>isolation 0.8-3.0 mm (31-118 mil)</p>

Figura A-2: Herramientas usadas en la fresadora.

B Medidas con el analizador de redes

Un analizador de redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas asociadas con la reflexión y la transmisión de las señales eléctricas (parámetros de dispersión o S). Muchas propiedades de las redes eléctricas pueden expresarse por medio de los parámetros S: ganancia, relación de onda estacionaria (VSWR), coeficiente de reflexión...

El analizador de redes usado en este proyecto es el modelo E5071C de la marca Agilent, y sus características se pueden consultar en [10]. Cuenta con dos puertos y un rango de frecuencia de trabajo de 300 KHz hasta 20 GHz.

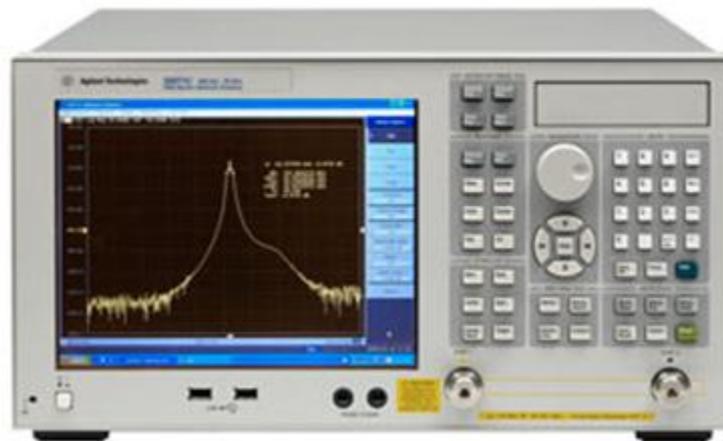


Figura B-1: Analizador de redes E5071C de Agilent.

Para llevar a cabo la medida de los parámetros S de un circuito de RF se necesita eliminar o disminuir de la medición el efecto de los errores sistemáticos como pueden ser las pérdidas en los cables, conectores... Así, antes de llevar a cabo la medida es necesario realizar un proceso de calibración del analizador de redes. Este proceso reducirá los efectos debidos a los errores sistemáticos y permitirá conocer los parámetros S justo a la entrada del dispositivo.

El estándar de calibración usa tres terminaciones de prueba llamados OPEN (red abierta), SHORT (red en corto circuito), y THRU (red conectada), las cuales deben ser conectados a los puertos del analizador para que éste pueda comparar y establecer la diferencia entre ellas.

El kit de calibración usado es el HP/Agilent 85052D 50 Ohm 3.5 mm calibration kit 9GHz, y se muestra a continuación:



Figura B-2: Kit de calibración HP/Agilent 85052D.

En cuanto a los cables utilizados para la conexión del circuito con el analizador de redes, se ha utilizado el modelo 3.5 mm Flex F-M Test Port Cable de Agilent. Estos permiten realizar medidas desde DC hasta 26.5 GHz.



Figura B-3: Cables usados para las medidas con el analizador de redes.

C Análisis de redes multipuerta

A continuación se va a desarrollar el método utilizado para calcular las ondas incidentes y reflejadas en cualquier punto de los circuitos de los diseños de filtro más divisor.

Se parte de la siguiente estructura, en la cual se quieren calcular las ondas incidentes y reflejadas a la entrada de los filtros B y C:

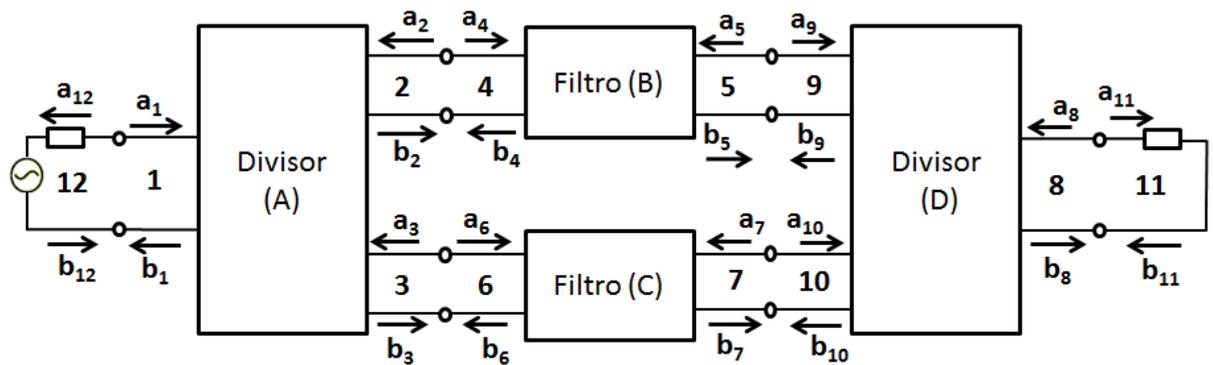


Figura C-1: Red formada por dos divisores y dos filtros.

Las ecuaciones que describen el comportamiento de la red se pueden escribir matricialmente de la siguiente forma:

$$B = SA + C \quad (C.1)$$

donde C es el vector de las ondas de potencia impresas. Para la red anterior, puesto que el generador está en la puerta 12, tiene la siguiente expresión:

$$C = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (C.2)$$

La ecuación (C.1) queda de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \\ b_{11} \\ b_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A & S_{13}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{21}^A & S_{22}^A & S_{23}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ S_{31}^A & S_{32}^A & S_{33}^A & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{11}^B & S_{12}^B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{21}^B & S_{22}^B & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^C & S_{12}^C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^C & S_{22}^C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{11}^D & S_{12}^D & S_{13}^D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{21}^D & S_{22}^D & S_{23}^D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & S_{31}^D & S_{32}^D & S_{33}^D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \\ a_9 \\ a_{10} \\ a_{11} \\ a_{12} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (C.3)$$

(C.3)

Puesto que la red es excitada por el acceso 12, $a_{12} = 1$. La matriz de interconexión Γ describe la topología de la red. Todos sus términos son nulos excepto aquellos en los que están conectados dos accesos, los cuales tendrán un valor igual a la unidad. Si tenemos en cuenta la Figura C-1, los accesos conectados son: 12 - 1, 2 - 4, 3 - 6, 5 - 9, 7 - 10 y 8 - 11. El cálculo de B a partir de la matriz de interconexión queda:

$$B = \Gamma A \quad (C.4)$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \\ b_9 \\ b_{10} \\ b_{11} \\ b_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \\ a_9 \\ a_{10} \\ a_{11} \\ a_{12} \end{pmatrix} \quad (C.5)$$

A partir de aquí, se pueden conocer los valores de las ondas de potencia incidentes (a) y reflejadas (b) en cualquier punto del circuito mediante las ecuaciones [C.5] y [C.6].

$$A = (\Gamma - S)^{-1} \cdot C \quad (C.6)$$

Partiendo de los parámetros S de los filtros y divisores, y utilizando las ecuaciones anteriores se ha programado un script en Matlab que permite calcular los valores de a y b en los distintos puntos y para diferentes frecuencias.

A continuación se va a proceder a utilizar el método de análisis de redes multipuerta con la estructura de red comentada anteriormente para calcular la respuesta de los distintos diseños de filtro más divisor plano E (los cuales aparecen en la sección 6.2). Se partirá de los parámetros S de los divisores y los filtros de manera individual.

Para la red anterior, el valor de S_{11} se corresponde con el de b_1/a_1 mientras que S_{21} se relaciona con b_8/a_1 .

C.1 Diseño 1

La anchura de la guía de entrada es igual a la del filtro ($2 \cdot b_{out} / b_{in} = 2$). En la siguiente gráfica se representan las ondas de potencia a la entrada del filtro superior e inferior (a_4 y a_6 respectivamente).

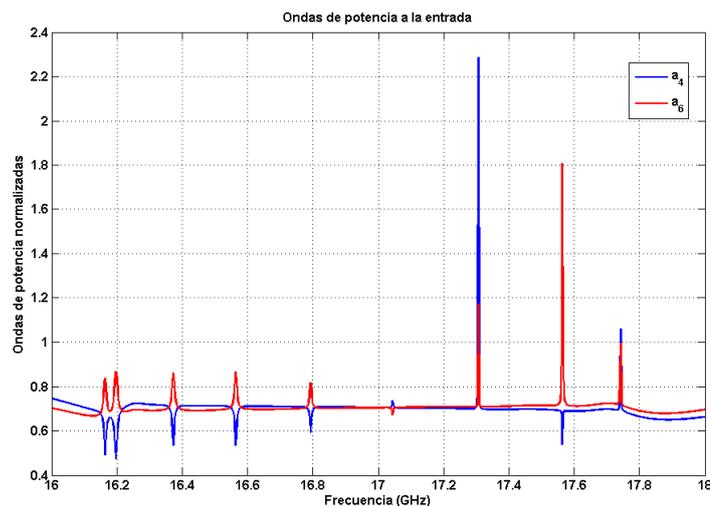


Figura C-2: Ondas de potencia a la entrada de los filtros para el diseño 1.

Se puede observar como el valor está en torno a 0.7. Esto se debe a que al pasar por el divisor de potencia, éste se divide por dos la potencia (multiplica por 0.5), mientras que la tensión se multiplica por $\sqrt{0.5} = 0.707$.

Las dos gráficas siguientes muestran los parámetros $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ calculados mediante el método de redes multipuerta y comparándolo con el valor que se obtiene al simularlo en CST.

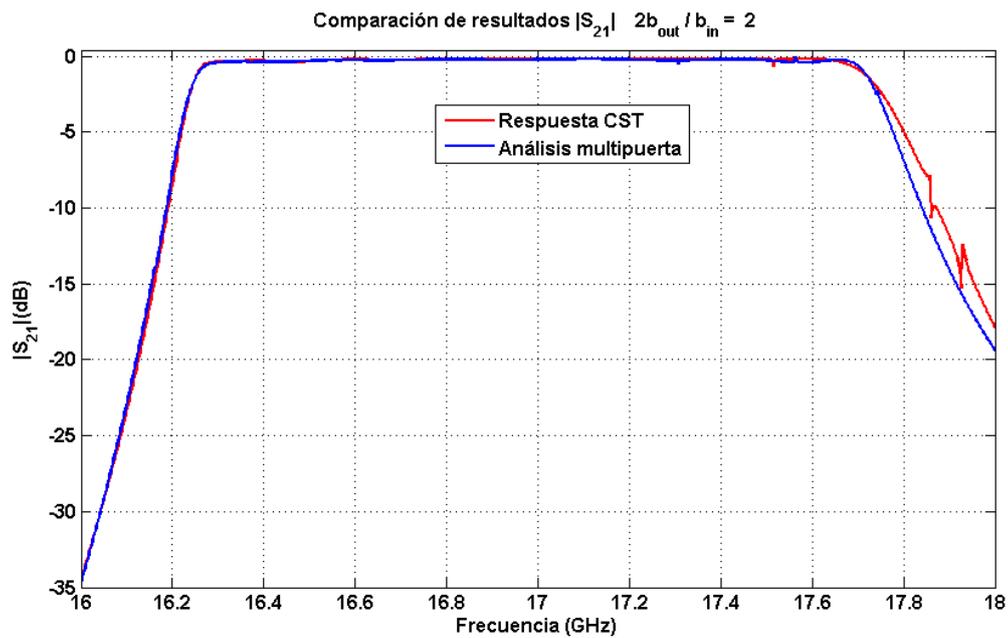


Figura C-3: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{21}|$.

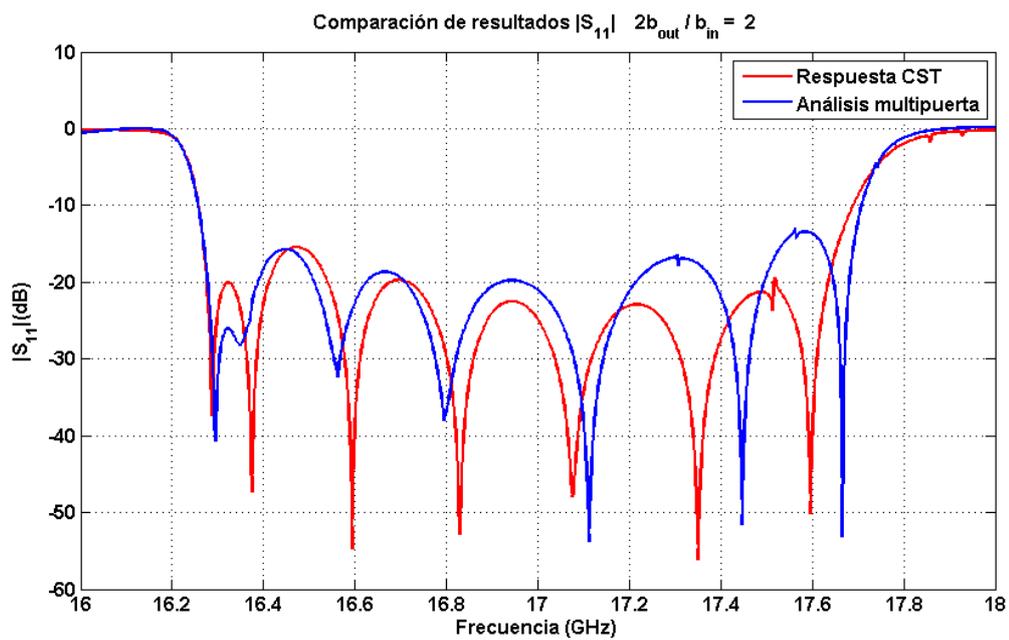


Figura C-4: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{11}|$.

C.2 Diseño 2

En este caso, $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 1.5$. Las ondas de potencia a la entrada del filtro superior e inferior se muestran a continuación:

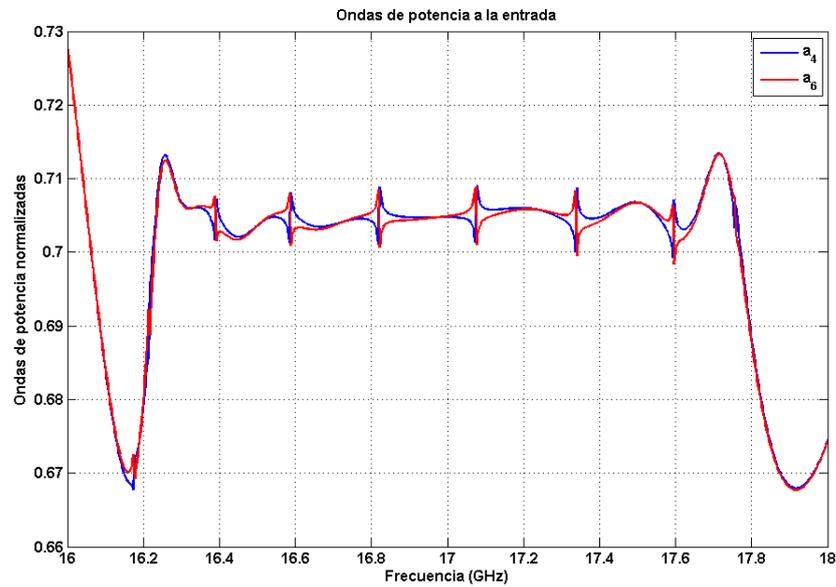


Figura C-5: Ondas de potencia a la entrada de los filtros para el diseño 2.

La respuesta en transmisión y reflexión es la siguiente, calculado con ambos métodos:

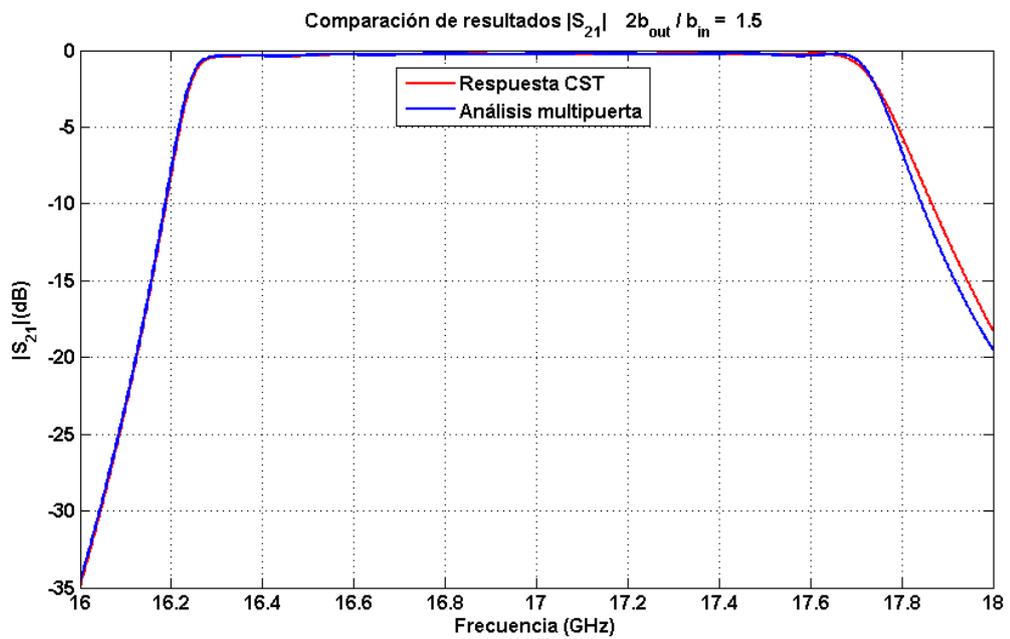


Figura C-6: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{21}|$.

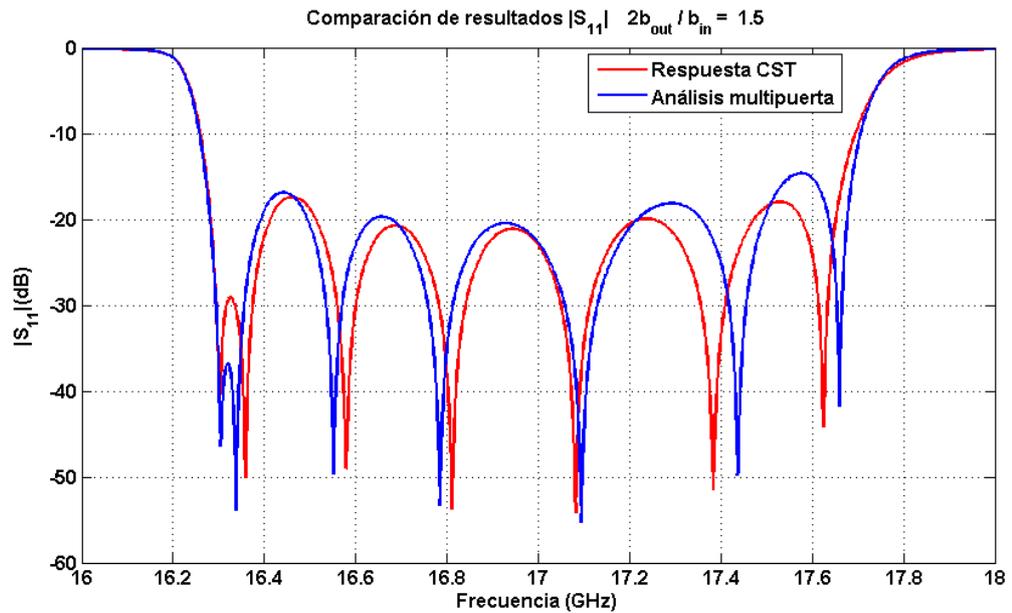


Figura C-7: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{11}|$.

C.3 Diseño 3

Para este diseño, $2 \cdot b_{out}/b_{in} = 1$. La gráfica siguiente muestra las ondas de potencia a la entrada de los filtros.

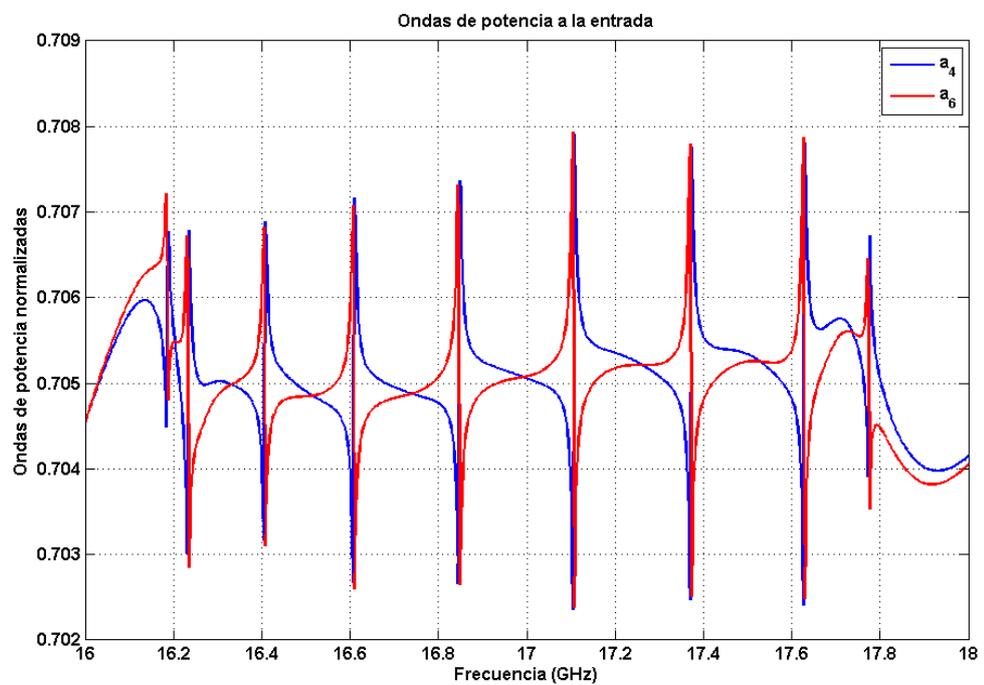


Figura C-8: Ondas de potencia a la entrada de los filtros para el diseño 3.

Se muestra a continuación una comparación del $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ calculados mediante el método de redes multipuerta y con CST.

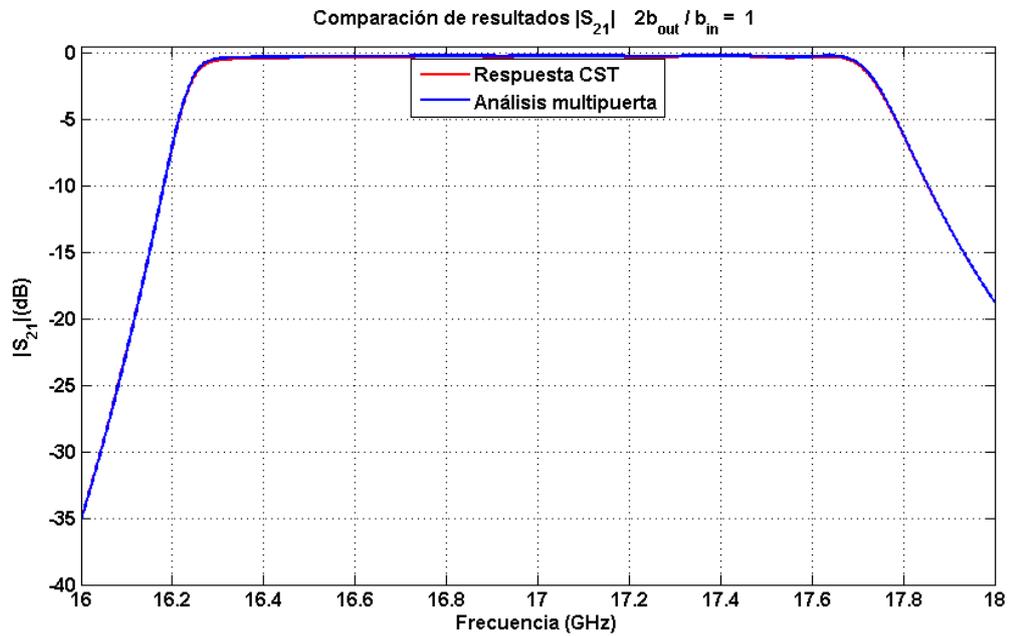


Figura C-9: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{21}|$.

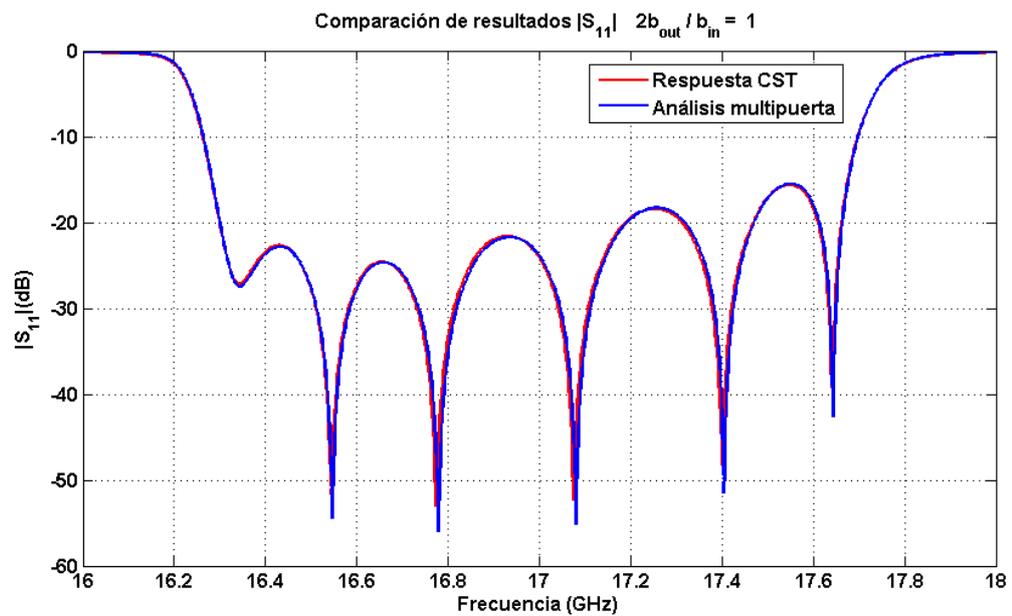


Figura C-103: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{11}|$.

C.4 Diseño 4

En este caso, $2 \cdot b_{out} / b_{in} = 0.5$. Se muestran a continuación las ondas de potencia a la entrada de los filtros.

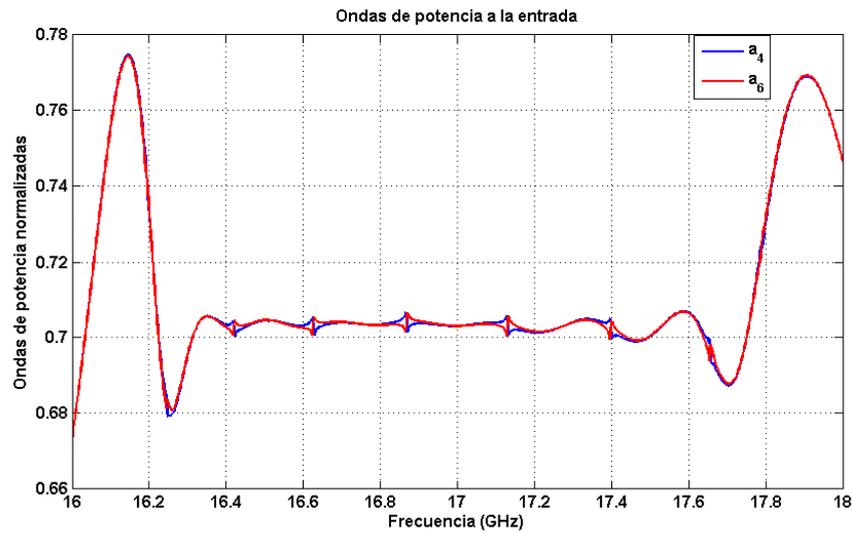


Figura C-11: Ondas de potencia a la entrada de los filtros para el diseño 4.

La comparación entre los valores de transmisión y reflexión obtenidos con CST y con el método de análisis multipuerta se muestra a continuación.

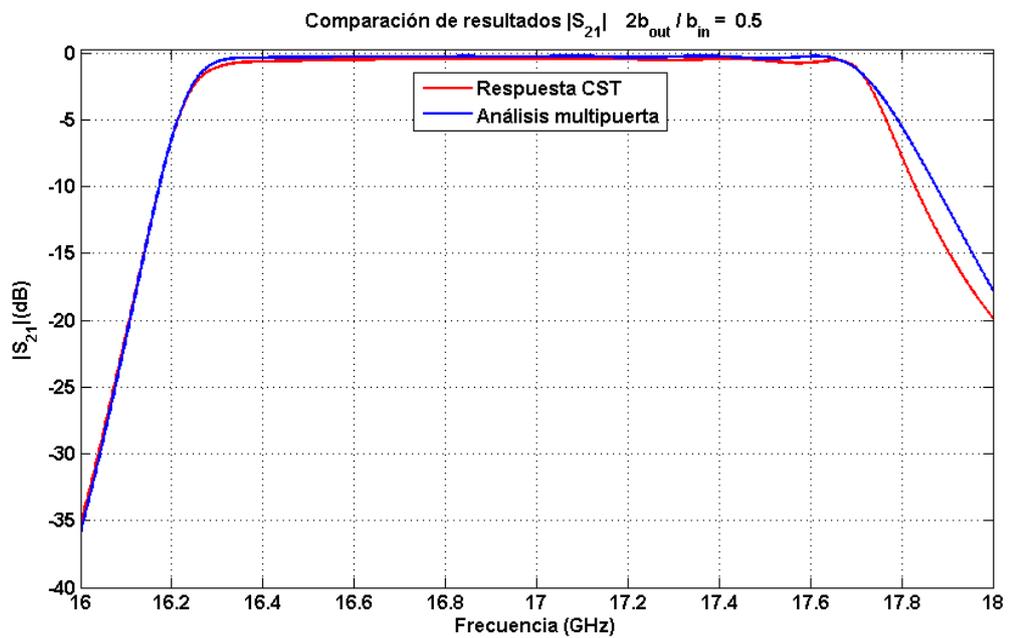


Figura C-12: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{11}|$.

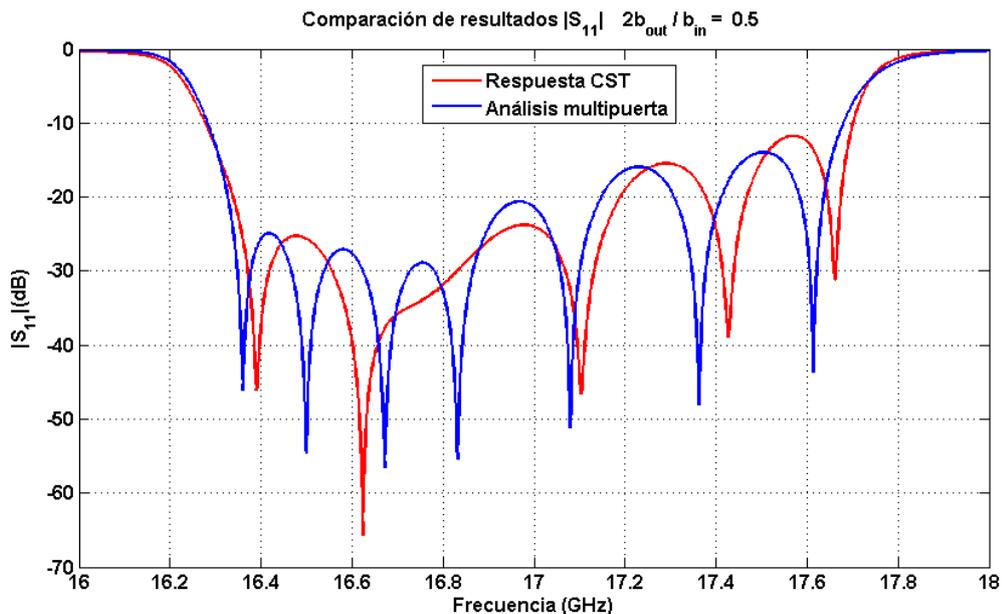


Figura C-13: Comparación entre respuesta del CST y análisis multipuerta del $|S_{11}|$.

C.5 Resultados

Si se observan las gráficas mostradas anteriormente, se puede observar como existe una ligera diferencia entre los valores obtenidos mediante CST en comparación con los obtenidos a través del análisis de redes multipuerta.

La respuesta en CST da en la mayoría de los casos valores de reflexión muy similares a los que se obtienen con el análisis multipuerta. Así, el hecho de que no coincidan las respuestas se debe a que el simulador electromagnético CST tiene en cuenta todos los modos de orden superior que se generan en las discontinuidades, mientras que el análisis de redes multipuerta sólo considera el modo fundamental.

Esto se puede comprobar en el diseño 3, donde $2 \cdot b_{out}/b_{in} = 1$ y no se produce cambio de anchura. Así, no hay discontinuidad y no se generan modos de orden superior, por lo que ambas respuestas coinciden.

Presupuesto

1) Ejecución Material

- Compra de ordenador personal (Software incluido)..... 2.000 €
- Alquiler de impresora láser durante 6 meses 50 €
- Material de oficina 150 €
- Material de fabricación de circuitos impresos 400 €
- Alquiler de equipos de fabricación y medida durante 1 día 1000 €
- Total de ejecución material..... 3.600 €

2) Gastos generales

- 16 % sobre Ejecución Material..... 416 €

3) Beneficio Industrial

- 6 % sobre Ejecución Material..... 216 €

4) Honorarios Proyecto

- 1000 horas a 15 € / hora..... 15000 €

5) Material fungible

- Gastos de impresión 150 €
- Encuadernación 50 €

6) Subtotal del presupuesto

- Subtotal Presupuesto..... 19.432 €

7) I.V.A. aplicable

- 21% Subtotal Presupuesto..... 4.080,72 €

8) Total presupuesto

- Total Presupuesto 23.512,72€

Madrid, Septiembre de 2012

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Pablo Pascual García

Ingeniero Superior de Telecomunicación

PLIEGO DE CONDICIONES

Este documento contiene las condiciones legales que guiarán la realización, en este proyecto, del diseño de diferentes dispositivos en guía convencional e integrada. En lo que sigue, se supondrá que el proyecto ha sido encargado por una empresa cliente a una empresa consultora con la finalidad de realizar dicho sistema. Dicha empresa ha debido desarrollar una línea de investigación con objeto de elaborar el proyecto. Esta línea de investigación, junto con el posterior desarrollo de los programas está amparada por las condiciones particulares del siguiente pliego.

Supuesto que la utilización industrial de los métodos recogidos en el presente proyecto ha sido decidida por parte de la empresa cliente o de otras, la obra a realizar se regulará por las siguientes:

Condiciones generales

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.

2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.

3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.

4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.

6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.

7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.

8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.

9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.

10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.

11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.

12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.

14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.

15. La garantía definitiva será del 4% del presupuesto y la provisional del 2%.

16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.

17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.

18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.

19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.

20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es

obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.

21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.

22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

23. Las tarifas para la determinación de honorarios, reguladas por orden de la Presidencia del Gobierno el 19 de Octubre de 1961, se aplicarán sobre el denominado en la actualidad "Presupuesto de Ejecución de Contrata" y anteriormente llamado "Presupuesto de Ejecución Material" que hoy designa otro concepto.

Condiciones particulares

La empresa consultora, que ha desarrollado el presente proyecto, lo entregará a la empresa cliente bajo las condiciones generales ya formuladas, debiendo añadirse las siguientes condiciones particulares:

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.

2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su

publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.

3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.

4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.

5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.

6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.

7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.

8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.

9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.

10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.

12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.

