

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**Modelado de Filtros Microondas de Iris en
Guía de Onda Utilizando Lenguaje
VERILOG-A
(Microwave Waveguide Iris Filter Modeling
Using VERILOG-A Language)**

Para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Javier Fernández Garín

Septiembre-2017



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACION

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
CALIFICACIÓN DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

Realizado por: Javier Fernández Garín

Director del PFC: José M^a Zamanillo Sainz De La Maza

Título: “Modelado de Filtros Microondas de Iris en Guía de Onda Utilizando Lenguaje VERILOG-A”

Title: “Microwave Waveguide Iris Filter Modeling Using VERILOG-A Language”

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): José Ángel García García

Secretario (Apellidos, Nombre): José M^a Zamanillo Sainz De La Maza

Vocal (Apellidos, Nombre): Nieves Ruiz Lavín

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del PFC

(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Proyecto Fin de Carrera Nº
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

Antes de nada, quiero agradecer a la Universidad de Cantabria que me haya dado la oportunidad de poder estudiar Ingeniería de Telecomunicaciones.

Gracias a todos los profesores de los que he aprendido no solo a resolver cuestiones académicas sino también a plantear la vida de otra manera. En especial quiero dar las gracias al Subdirector Jefe de Estudios Tomás Fernández Ibáñez por todas las charlas tan productivas que hemos tenido y a mi tutor del trabajo de fin de carrera José M^a Zamanillo Sainz De La Maza por su gran ayuda en todo momento y su comprensión.

Agradecer a todos mis compañeros de clase a lo largo de tantos años que me tendieron la mano cuando lo necesitaba y en especial a los muy buenos amigos que he conocido en la carrera.

Por supuesto, dar las gracias a todos mis amigos de la infancia, los cuales me siguen teniendo el mismo cariño incondicional durante tantos años. Recordar también a los amigos que he ido conociendo durante estos últimos años. Todos ellos son importantísimos para mí, ellos ya lo saben.

Dar las gracias a toda mi familia que me ha apoyado en los buenos y malos momentos. En especial, quiero agradecer a mi madre Asun y mi hermano Mario el amor que me han dado desde que nací, sin ellos no sería nada.

Abstract

Filter microwave design is one of the most important aspects in the proper performance in the satellite communication [1]. In order to develop a regular functional design, it is required to use electromagnetic simulators, which demands a high level of computational calculation and several simulation hours. For this reason, an efficient computer simulation method which decrease the running hours of the CPU is a key part project. Low signal simulators are based on “S” parameters that allow to model, for a great number of obstacles, equivalent circuits enabling to reduce time consumption in the simulation.

The main purpose of this paper is developing a method based on circuitual equivalents of IRIS type (symmetric and asymmetric). The waveguide enable to make the design of the microwave filters using the Keysight Genesys™ software which minimize the computational cost. The language used to develop the obstacles of IRIS type under different approximations: Rizzi [13], Marcuvitz [2], etc, with an ideal and finite width, was Verilog-A.

The main reason for choosing this computer language instead of other similar languages, was the arrangement of the obstacle library originated from other final projects via DICOM department [4]. Thus, this paper will prove the previous approximations for an efficient filter of a rectangular waveguide design in a commercial simulator, which is capable of support the Verilog-A computer language. Further, this project complements the year knowledge acquired during the college years.

Resumen

El diseño de filtros microondas es uno de los factores de mayor importancia en el correcto funcionamiento de los sistemas de comunicación vía satélite en la actualidad [1]. Para efectuar un diseño tradicional de los mismos, se requiere utilizar simuladores electromagnéticos que conllevan mucha carga computacional y grandes tiempos de simulación. Por esta razón se necesitan métodos de simulación eficientes que reduzcan el consumo temporal de CPU. Los simuladores de pequeña señal basadas en parámetros S permiten modelar, para un gran número de obstáculos, circuitos equivalentes permitiendo así reducir el consumo del tiempo de simulación.

El principal objetivo de este trabajo, es el desarrollo de un método basado en equivalentes circuitales de obstáculos de tipo IRIS (simétrico y asimétrico) en guía de onda que permite realizar el diseño de filtros microondas utilizando el simulador Keysight Genesys™ lo cual, minimiza el coste computacional. El lenguaje empleado para modelar los obstáculos de tipo IRIS bajo diferentes aproximaciones: Rizzi [13], Marcuvitz [2], etc. con espesor ideal y espesor finito de los mismos, ha sido Verilog-A.

La razón por la que se ha elegido este lenguaje respecto a otros ha sido la disposición de una librería de obstáculos procedente de otros proyectos fin de carrera dirigidos en el departamento DICOM [4] y de esta manera validar las aproximaciones citadas anteriormente, para un diseño eficiente de filtros en guía de onda rectangular en un simulador comercial de circuitos que soporte lenguaje Verilog-A. Además, este proyecto complementa los conocimientos adquiridos a lo largo de los años de la carrera.

Índice general

Contenido

Tabla de contenido

Agradecimientos	3
Abstract	4
Resumen	5
Capítulo 1	9
1.1 Introducción	9
1.2 Objetivos	9
1.3 Estructura de la memoria	10
Capítulo 2	13
2.1 Líneas de Transmisión y guías de onda	13
2.1.1 Introducción	13
2.1.2 Evolución de las comunicaciones eléctricas y electromagnéticas	13
2.1.3 Clasificación de los medios de transmisión	14
2.1.4 Líneas de transmisión. Modelo circuital	17
2.1.5 Soluciones generales para TEM, TE y TM	19
2.1.6 Modos TEM, TE, TM	21
2.2 Línea de transmisión. Cable coaxial	23
2.2.1 Introducción	23
2.2.2 Constantes de propagación y fase	27
2.2.3 Velocidad de fase	27
2.2.4 Longitud de onda	28
2.2.5 Impedancia característica	28
2.3 Guías de onda rectangular	28
2.3.1 Introducción	28
2.3.2 Modo TE:	29
2.3.3 Modo TM	33
2.3.4 Modos de propagación para guía de onda rectangular	36
2.3.5 Frecuencia de corte para guía de onda rectangular	38
2.3.6 El modo dominante TE_{10}	39
2.3.7 Impedancia característica	40

2.3.8 Longitud de onda de la guía.....	40
2.3.9 Potencia transmitida por los modos TM y TE.....	40
2.4 Transición coaxial guía.....	41
2.5.1 Definición de matriz de dispersión:.....	42
2.5.2 Parámetros Simétricos T y π :.....	44
Capítulo 3	46
3.1 Lenguaje Verilog-A.....	46
3.1.1 Introducción.....	46
3.1.2 Sistemas del lenguaje Verilog-A.....	46
3.1.3 Leyes de Kirchhoff.....	47
3.1.4 Arquitectura Verilog-A.....	48
3.1.5 Estructura de un módulo Verilog-A.....	49
3.1.6 Tutorial de compilación en Verilog-A.....	50
Capítulo 4	60
4.1 Biblioteca de obstáculos en guía de onda rectangular.....	60
4.1.1 Introducción.....	60
4.1.2 Simulación de obstáculos en guía de onda rectangular.....	62
Capítulo 5	67
5.1 Modelado de obstáculos de tipo iris mediante expresiones de Marcuvitz [2]	67
5.1.1 Introducción.....	67
5.1.2 Circuito equivalente de iris	68
5.1.3 Ficheros Verilog-A para obstáculos de iris.....	71
5.1.4 Modelado de filtros de iris mediante aproximaciones.	75
5.2 FILTRO 1	76
5.2.1 Diseño del esquemático del Filtro 1	76
5.2.2 Primera representación del Filtro 1	79
5.2.2.1 Representación gráfica del Filtro 1 con método de Rizzi.....	81
5.2.2.2 Representación gráfica del Filtro 1 con método de Marcuvitz	83
5.2.3 Primeras optimizaciones del Filtro 1	85
5.2.4. Cambios en las optimizaciones del Filtro 1	91
5.3 FILTRO 2	99
5.3.1 Diseño del esquemático del Filtro 2	99
5.3.2 Primera representación del Filtro 2	101
5.3.2.1 Representación gráfica del Filtro 2 con método de Marcuvitz	103
5.3.3 Primeras optimizaciones del Filtro 2	105

5.3.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 2	110
5.4 FILTRO 3	117
5.4.1 Diseño del esquemático del Filtro 3	117
5.4.2 Primera representación del Filtro 3	120
5.4.2.1 Representación gráfica del Filtro 3 con método de Marcuvitz	122
5.4.3 Primeras optimizaciones del Filtro 3	122
5.4.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 3	124
5.5 FILTRO 4	129
5.5.1 Diseño del esquemático del Filtro 4	129
5.5.2 Primera representación del Filtro 4	132
5.5.2.1 Representación gráfica del Filtro 4 con método de Marcivitz.....	134
5.5.3 Primeras optimizaciones del Filtro 4	134
5.5.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 4	136
5.6 FILTRO 5	142
5.6.1 Cambios en el código Verilog-A y el esquemático	142
5.6.2 Representación del Filtro 5	143
5.6.2.1 Representación gráfica del Filtro 5 con método de Rizzi.....	144
5.7 FILTRO OBSTACULO DE DOBLE POSTE	148
Capítulo 6	150
6.1 Conclusiones	150
6.2 Líneas Futuras.....	151
Bibliografía.....	153

Capítulo 1

1.1 Introducción

El diseño de filtros microondas es uno de los factores fundamentales para el correcto funcionamiento de los sistemas de comunicaciones. Para caracterizar el diseño de éstos se requieren simuladores electromagnéticos, los cuales, a pesar de calcular con gran precisión la respuesta de dichos filtros, conllevan alto coste computacional y un alto coste de instrumentación. Estas simulaciones electromagnéticas son tan precisas porque son realizadas mediante campos electromagnéticos siguiendo las ecuaciones de Maxwell, pero como consecuencia necesita grandes espacios de CPU.

Es por eso que se hace necesaria la búsqueda de nuevos simuladores capaces de reducir dichos tiempos de cómputo. Existen simuladores lineales de parámetros S donde para un gran número de obstáculos existen circuitos equivalentes que permiten simular dichos filtros reduciendo así el tiempo de CPU.

Para este trabajo se ha utilizado circuitos equivalentes basados en aproximaciones de Rizzi [13] y Marcuvitz [2]. El lenguaje empleado ha sido Verilog-A debido a su gran flexibilidad a la hora de ejecutarse en diferentes simuladores, su fácil programación y la rápida ejecución del mismo. Las simulaciones se han llevado a cabo empleando Keysight Genesys™.

1.2 Objetivos

A continuación, se expone el objetivo propuesto para este trabajo:

Objetivo principal:

Como se ha comentado anteriormente, surge la necesidad de encontrar un simulador que permita simular filtros en un tiempo computacional reducido. Esto se puede conseguir en simuladores de parámetros S donde para un gran número de obstáculos existen circuitos equivalentes que permiten simular dichos filtros.

El objetivo principal será, por tanto, validar el desarrollo de un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos de tipo iris en guía de onda rectangular que permita diseñar dichos filtros utilizando un simulador de menor coste. En concreto se validarán las aproximaciones de Rizzi [13] y Marcuvitz [2]. Estas aproximaciones se añadirán a un fichero Verilog-A de manera que éste se comportará como un obstáculo de tipo iris, pudiendo así mediante la herramienta Keysight Genesys™, simular un filtro en guía de onda rectangular con obstáculos de tipo iris del orden y dimensiones que deseemos. Para la validación de la aproximación circuital propuestas por Rizzi [13] y Marcuvitz [2] se dispone de simulaciones electromagnéticas realizadas mediante los simuladores HFSS y CST de filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de tipo iris. Algunos de ellos, han sido construidos y medidos en anteriores trabajos en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria [18]. Por las razones anteriormente aludidas en algunas de las gráficas presentadas como resultado para evaluar la aproximación circuital se compara la misma frente a las simulaciones electromagnéticas 3D.

Dado que se ha recopilado la librería de obstáculos desarrollada en proyectos fin de carrera anteriores [4], [7] y [12], se podría utilizar la metodología de diseño sugerida en este proyecto para el obstáculo de iris a otro tipo de obstáculos: postes simples cilíndricos, postes simples elípticos, etc.

La metodología propuesta en este proyecto sería la siguiente:

- 1) Simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™.
- 2) Utilización de la librería implementada en Verilog-A para cada tipo de obstáculo en función del tipo de filtro en guía de onda que se desee diseñar, con las mismas secciones que el filtro prototipo diseñado con el asistente de Keysight Genesys™
- 3) Optimización del filtro diseñado con los elementos de la librería en el paso 2) frente al resultado obtenido con el filtro prototipo diseñado en el paso 1).
- 4) Si la optimización presenta resultados precisos surgen dos opciones que deberán ser valoradas en su momento:
 - a) Construir físicamente el filtro con el obstáculo escogido y medirlo en el laboratorio para validar la precisión del método utilizado en su diseño.
 - b) Efectuar una simulación electromagnética 3D con el simulador EMPro de Keysight del cual se dispone de licencias en el Departamento de Ingeniería de comunicaciones y validar así los resultados.

Una vez efectuadas las comparaciones para filtros diseñados para distintas bandas de frecuencia con diferentes tipos de obstáculos y geometrías de guía, podría validarse el método propuesto el cual acortaría en gran manera el diseño de filtros en guía de onda ya que no sería necesario la simulación electromagnética, pero este será objetivos de futuros proyectos fin de carrera.

1.3 Estructura de la memoria

A continuación, se va a realizar un breve resumen del contenido de cada uno de los capítulos que conforman esta memoria.

- Capítulo 1: Introducción.

En el presente capítulo se ha realizado una breve introducción de la importancia que tiene el correcto diseño de los filtros microondas. El problema que presentan los simuladores electromagnéticos como única herramienta hoy en día para diseñar filtros y nuevas alternativas para solventar dichos problemas como puede ser el empleo de simuladores lineales de parámetros S donde para un gran número de obstáculos existen aproximaciones circuitales como las de Rizzi [13] y Marcuvitz [2] que sí podrán modelar dicho comportamiento del filtro en guía de onda para obstáculos de tipo iris.

- Capítulo 2: Líneas de transmisión.

En el siguiente capítulo se realizará una explicación de cómo surge el concepto de línea de transmisión y cómo han ido evolucionado las comunicaciones hasta llegar a hoy en día. Se hará una clasificación de los medios de transmisión y a continuación se explicará los diferentes tipos de guías de onda que existen, de esta forma se podrá entender mejor las bases de este trabajo.

- Capítulo 3: Lenguaje Verilog-A.

En el presente capítulo se hará una breve introducción al lenguaje Verilog-A, sus características y las razones por las que se ha decidido emplear dicho lenguaje en este trabajo. Se explicará cómo es su comportamiento interno y se realizará un breve tutorial de un ejemplo sencillo y la compilación del mismo mediante el simulador Keysight Genesys™ en la versión más reciente 2015.08.

- Capítulo 4: Tipos de Obstáculos en guía de onda rectangular.

Keysight Genesys™ y otros simuladores más no tienen implementados en su biblioteca ficheros Verilog-A que puedan facilitar al usuario el modelado de diferentes tipos de obstáculos en guía de onda rectangular, teniendo el usuario que programar cada obstáculo que desee estudiar e introducirlo en la biblioteca del simulador. Nuestro objetivo es el de facilitar al diseñador esta tarea, de manera que se ha recopilado la librería de obstáculos de proyectos de fin de carrera anteriores [4], [7] y [12] y han sido incorporados a una nueva biblioteca del simulador Keysight Genesys™ en su versión más reciente [19]. El motivo por el que se volvió a crear esta biblioteca ha sido porque dichos obstáculos funcionaban correctamente sobre una versión del simulador más antigua, GENESYS 2009.04, pero en la nueva versión no se añadían correctamente, se producía un error por lo que ha sido necesario volver a cargarlos de nuevo, comprobar que la simulación es correcta e introducirlos en otra biblioteca diferente.

- Capítulo 5: Modelado de obstáculos de tipo iris mediante expresiones aproximadas.

En el presente capítulo se pretende validar el desarrollo de un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos de tipo iris en guía de onda que permita diseñar dichos filtros utilizando un simulador de menor coste, en concreto, las aproximaciones de Rizzi [13] y Marcuvitz [2]. Se demostrará, para diferentes tipos de filtros, (distintas dimensiones, diferentes secciones y trabajando a diferentes bandas) que la simulación obtenida mediante las aproximaciones de Rizzi [13] y Marcuvitz [2] se asemeja a la simulación electromagnética. Lógicamente, la simulación obtenida mediante las aproximaciones de Rizzi [13] y Marcuvitz [2] tendrá un cierto margen de error con respecto a las simulaciones electromagnéticas, es por eso que se optimizará la simulación mediante Keysight Genesys™ adaptando las dimensiones de la guía de onda hasta conseguir un máximo parecido entre esta y las simulaciones electromagnéticas. También se mostrará un ejemplo con doble poste mediante aproximaciones de Macchiarella [17] estudiado en pasados trabajos [19].

- Capítulo 6: Conclusiones.

En este último capítulo se llega a la conclusión de que se ha cumplido el objetivo propuesto. Se ha podido validar una aproximación circuital propuesta por Rizzi [13] y Marcuvitz [2] basada en un circuito equivalente de tipo iris obteniendo una nueva forma de diseñar filtros con un coste computacional reducido en comparación con los simuladores electromagnéticos de hoy en día. Una vez efectuadas las comparaciones de los filtros para distintas bandas de frecuencia con diferentes tipos de obstáculos y geometrías de guía, podría validarse el método propuesto el cual acortaría en gran manera el diseño de filtros en guía de onda ya que no sería necesario la simulación electromagnética, pero este será objetivos de futuros proyectos fin de carrera.

Capítulo 2

2.1 Líneas de Transmisión y guías de onda

En este segundo capítulo se hará una breve introducción sobre las líneas de transmisión y guías de onda, comentando su aparición en el mundo de la Ingeniería de las Telecomunicaciones, así como su situación actual y las perspectivas futuras. Más tarde se indicarán los distintos grupos que existen en los medios de transmisión y cuáles son las ventajas y desventajas de utilizar las líneas de transmisión.

2.1.1 Introducción

La Ingeniería de las Telecomunicaciones es la rama de la ingeniería que resuelve problemas de emisión, transmisión y recepción de señales, dicha información está contenida en ondas electromagnéticas. La transmisión de señales electromagnéticas se puede hacer de dos formas, mediante transmisión radiada o guiada [3].

- Transmisión radiada: Referida a la propagación de ondas electromagnéticas por el espacio libre (aire, vacío).

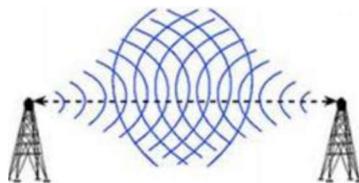


Figura 2.1 Transmisión radiada.

- Transmisión guiada: Referida a la propagación de ondas electromagnéticas a través de un medio que permita el paso de las ondas desde un punto de origen como puede ser un generador hasta un punto destino llamado carga. Este medio se denomina línea de transmisión. El concepto de línea de transmisión se suele denominar guía de onda.

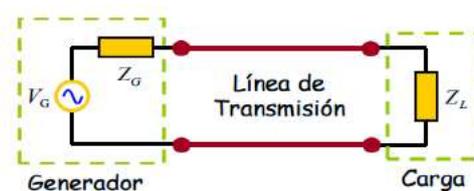


Figura 2.2 Transmisión guiada.

2.1.2 Evolución de las comunicaciones eléctricas y electromagnéticas

Tanto las comunicaciones eléctricas como las electromagnéticas han experimentado grandes avances tecnológicos, han pasado de ser una tecnología al alcance de muy pocos, a ser usada hoy en día por la mayor parte del mundo.

- Comunicaciones eléctricas:

En 1844, F.B. Morse fue el primero que llevo a cabo la primera demostración de comunicación eléctrica a distancia, tuvo lugar en Baltimore y Washington mediante un telégrafo de un solo hilo empleando código Morse y utilizando la tierra como retorno [3]. La instalación del primer cable telegráfico se llevó a cabo en 1858 cruzando el transatlántico. En 1876 se crea el teléfono gracias a A.G. Bell y Watson quienes consiguen transmitir una señal de voz a través de un cable eléctrico.

- Comunicaciones electromagnéticas:

En 1864, J.C. Maxwell fue el primero en presentar un tratado sobre electricidad y magnetismo en el que se postula teóricamente la existencia de ondas electromagnéticas.

Durante los años 1887 y 1891, H. Hertz se encargó de demostrar experimentalmente dichas postulaciones de Maxwell.

En 1901 se consigue la primera comunicación trasatlántica vía radio gracias a G. Marconi quien transmitió la primera señal electromagnética entre Gran Bretaña y Canadá.

Durante las primeras décadas del siglo XX, las comunicaciones se limitaban a utilizar la parte baja del espectro electromagnético y empleaban líneas de transmisión de tipo bifilar, es entonces cuando Oliver Heaviside decide desarrollar las bases de la teoría moderna de líneas de transmisión.

En 1897, Lord Rayleigh introdujo la idea de utilizar tubos metálicos huecos para guiar las ondas electromagnéticas pero esta idea fracasa debido a que las frecuencias a las que debían usarse eran muy bajas. También durante esta época se empieza a estudiarse otro tipo de guiado de ondas electromagnéticas basado en el uso de superficies de separación entre dos medios dieléctricos, Sommerfel en el año 1899 crea un cable cilíndrico aislado, pero no causa interés práctico. En 1910, D. Hondros y Debye publican un estudio de guía dieléctrica de sección cilíndrica y en 1914 continuaron dichos trabajos Ruter y Scriver. En 1921, A.W. Hull desarrolló un tubo vacío llamado magnetrón. A mediados de los años 30, este tipo de osciladores eran capaces de dar potencia a frecuencias altas como 30GHz. Surge tanto interés por las guías de onda que, es en 1936 cuando G.C. Southworth y W.L. Barrow demuestran experimentalmente la propagación en guías de onda metálicas.

Durante la segunda Guerra, entre 1939 y 1945, se tuvo lugar grandes desarrollos y descubrimientos en el campo de las radiocomunicaciones. Se desarrolló la tecnología radar y muchos dispositivos que seguimos utilizando hoy en día.

2.1.3 Clasificación de los medios de transmisión

Los medios de transmisión se dividen en 2 grupos:

1) Líneas de transmisión: Están formadas por al menos 2 conductores:

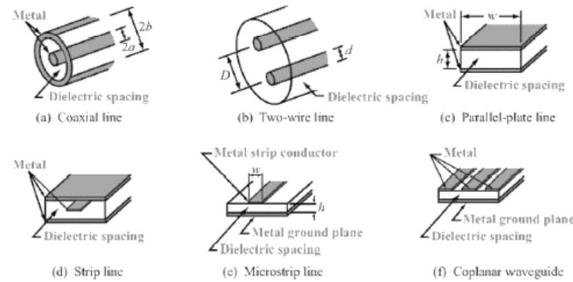


Figura 2.3 Tipos de líneas de transmisión.

2) Guías de onda: No soportan modo TEM. Existen 2 grupos

2.1) Guías metálicas: Formadas por un único conductor.

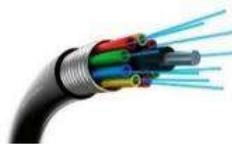
2.1.1) Guía rectangular



2.1.2) Guía circular



2.2) Guías dieléctricas: Formadas por uno o varios medios dieléctricos (sin conductores) como puede ser la fibra óptica:



Las líneas de transmisión y guías de ondas se emplean para conducir o guiar la energía entre distintas partes de un sistema. Utilizadas para transmitir en el rango de microondas (1GHz-300GHz) especialmente a partir de los 3 GHz donde los cables coaxiales y líneas de transmisión dejan de ser útiles debido a las grandes pérdidas que se obtienen. Son capaces de soportar altas potencias con alto rendimiento.

Existen diferentes tipos de propagación y modos que pueden existir en las líneas de transmisión y guías de onda [4]. Las líneas de transmisión que constan de dos o más conductores, pueden soportar ondas transversales electromagnéticas (TEM) que se caracterizan por la falta de componentes de campo longitudinal. Estas líneas tienen una tensión única y una corriente e impedancia característica.

Las líneas de transmisión que constan de un solo conductor pueden soportar ondas transversales magnéticas (TM) y ondas transversales eléctricas (TEM).

Encontramos en las líneas de transmisión estas ventajas y desventajas:

Ventajas:

- Producen menor pérdidas.
- Mayor capacidad para transmitir potencia.
- Menor coste de construcción.
- Menores reflexiones en la guía.

Desventajas:

- Grandes dimensiones.
- Menor ancho de banda.

Las ondas electromagnéticas que viajan a través de las líneas de transmisión se caracterizan por su frecuencia y longitud de onda. El conjunto de todas las frecuencias se denomina espectro [5]. En la Figura 4 se muestra como está dividido el espectro electromagnético.

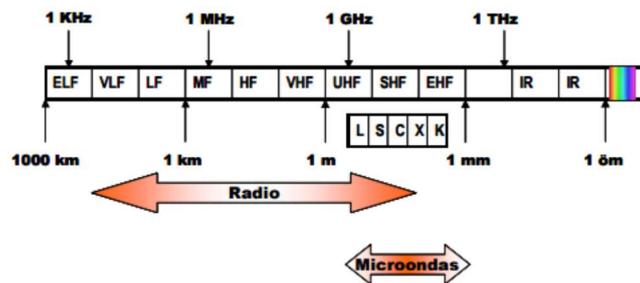


Figura 2.4 División del espectro electromagnético.

Las ondas se clasifican por bandas. Estas bandas de frecuencia se denominan de la siguiente manera:

Banda	Denominación	frec. mínima	frec. máxima	λ máxima	λ mínima
ELF	Extremely Low Frequency	-	3 kHz	-	100 km
VLF	Very Low Frequency	3 kHz	30 kHz	100 km	10 km
LF	Low Frequency	30 kHz	300 kHz	10 km	1 km
MF	Medium Frequency	300 kHz	3 MHz	1 km	100 m
HF	High Frequency	3 MHz	30 MHz	100 m	10 m
VHF	Very High Frequency	30 MHz	300 MHz	10 m	1 m
UHF	Ultra High Frequency	300 MHz	3 GHz	1 m	10 cm
SHF	Super High Frequency	3 GHz	30 GHz	10 cm	1 cm
EHF	Extremely High Frequency	30 GHz	300 GHz	1 cm	1 mm

Figura 2.5 Denominación de las bandas.

A frecuencias de microondas se utilizan otras denominaciones como: banda L, C, S, X como muestra la Figura 2.6.

Banda	frec. mínima	frec. máxima	λ . máxima	λ . mínima
L	1 GHz	2 GHz	30 cm	15 cm
S	2 GHz	4 GHz	15 cm	7.5 cm
C	4 GHz	8 GHz	7.5 cm	3.75 cm
X	8 GHz	12.4 GHz	3.75 cm	2.42 cm
Ku	12.4 GHz	18 GHz	2.42 cm	1.66 cm
K	18 GHz	26.5 GHz	1.66 cm	1.11 cm
Ka	26.5 GHz	40 GHz	1.11 mm	7.5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

Figura 2.6 Denominación de las bandas a frecuencias de microonda.

2.1.4 Líneas de transmisión. Modelo circuital

El fenómeno de la propagación de ondas en líneas de transmisión se puede abordar gracias a una extensión de la teoría de circuitos o de las ecuaciones de Maxwell [3]. La teoría de circuitos asume que las dimensiones físicas de la red son mucho más pequeñas que la longitud de la onda eléctrica, mientras que en las líneas de transmisión pueden tener un tamaño con una fracción considerable de una o muchas longitudes de onda. En la línea de transmisión las tensiones y corrientes pueden variar en magnitud y fase, mientras que los circuitos contienen elementos concentrados en los que la tensión no varía sobre la dimensión física de los elementos. Surge la necesidad de incorporar un elemento en el análisis de circuito y esto dependerá de la relación entre la longitud del cable l y la longitud de onda de la señal λ .

-Cuando $l \ll \lambda$ (la longitud del cable es mucho menor que la longitud de onda de la señal) la tensión a la entrada del coaxial tiene el mismo valor que a la salida, por tanto, se puede sustituir el coaxial por conexiones ideales como ocurre en circuitos de baja frecuencia y toma la forma de la Figura 2.7.

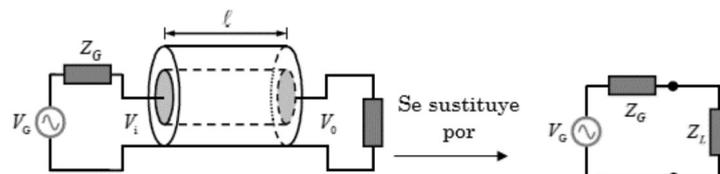


Figura 2.7 Modelo equivalente del coaxial para frecuencias bajas.

-Si el modelo no tiene pérdidas, se tiene una capacidad en paralelo y una autoinducción en serie. El valor de esta capacidad y de la bobina depende linealmente de la longitud de la línea l , es por eso que se trabaja con capacidad o autoinducción por unidad de longitud (F/m) o (H/m). La capacidad está en serie. El modelo es el mostrado en la Figura 2.8.

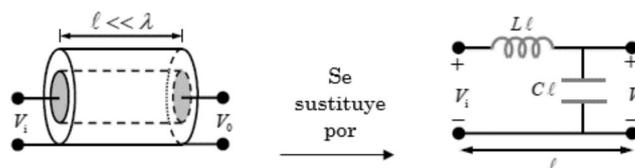


Figura 2.8 Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.

-Cuando el coaxial tiene pérdidas, el modelo pasa a ser el de la Figura 2.9.

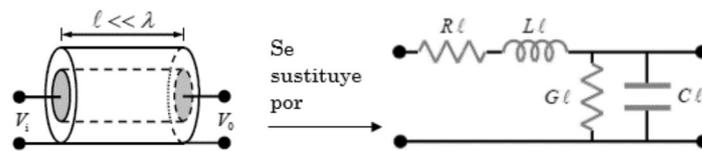


Figura 2.9 Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.

Ocurre que $l \ll \lambda$ y la tensión a la entrada del coaxial tiene el mismo valor que a la salida, por tanto, se puede sustituir el coaxial por conexiones ideales como ocurre en circuitos de baja frecuencia:

Se puede modelar como un circuito de elementos concentrados como el mostrador a continuación, donde R , L , G , C son unidades de longitud que definen lo siguiente:

$$\begin{aligned}
 R &= \text{Resistencia en serie por unidad de longitud } \Omega/m \\
 L &= \text{Inductancia en serie por unidad de longitud } H/m \\
 G &= \text{Conductancia por unidad de longitud } S/m \\
 C &= \text{Capacidad en derivación por unidad de longitud } F/m
 \end{aligned}$$

Este modelo es válido para cualquier línea de transmisión de 2 conductores siempre que se cumpla: $l \ll \lambda$. Estos parámetros se denominan parámetros primarios de la línea. Su valor depende de la geometría y de los materiales de cada tipo de línea y tienen esta expresión.

$$R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \left(\frac{\Omega}{m} \right) \quad (1)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad \left(\frac{H}{m} \right) \quad (2)$$

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln \left(\frac{b}{a} \right)} \quad \left(\frac{S}{m} \right) \quad (3)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{b}{a} \right)} \quad \left(\frac{F}{m} \right) \quad (4)$$

$$LC = \mu\epsilon \quad (5)$$

$$\frac{G}{C} = \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (6)$$

-Cuando l no es $\ll \lambda$ (la longitud del cable no es mucho menor que la longitud de onda de la señal) se producen fenómenos ondulatorios (reflexión, desfase...) y no se podría modelar el cable mediante un circuito de parámetros concentrados debido a que no es válida la teoría de circuitos concentrados (ley de Kirchoff). Estos circuitos se denominan circuitos distribuidos y su análisis requiere una extensión de la teoría de circuitos que tenga en cuenta los efectos propagativos de las señales. Estos efectos se pueden modelar mediante circuitos equivalentes, pudiéndose dividir en secciones de longitud $\Delta z \ll \lambda$ y

sustituyéndose cada sección por su circuito equivalente como muestra la Figura 2.10.

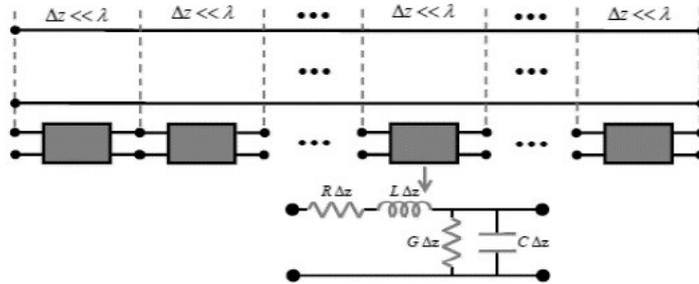


Figura 2.10 Circuitos equivalentes por secciones.

Este esquemático se sustituye por una línea de transmisión. Se representa esquemáticamente como una línea de dos hilos como se observa en la Figura 11, siempre tienen al menos dos conductores.

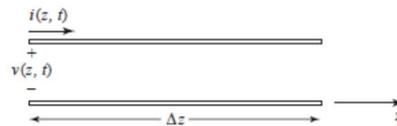


Figura 2.11 Línea de Transmisión

2.1.5 Soluciones generales para TEM, TE y TM.

El estudio de las guías de onda se puede realizar encontrando las soluciones generales de las ecuaciones de Maxwell para los casos específicos de la propagación de ondas en las líneas de transmisión o guías de onda cilíndricas TEM, TE y TM [4]. Estas ecuaciones tienen múltiples soluciones, también denominadas modos que son autofunciones del sistema de ecuaciones. Cada modo está caracterizado por tener un autovalor que depende de la velocidad de propagación de la onda en la guía, de la longitud de la onda, de la polarización y de la forma y dimensión de la guía. En la Figura 2.12 se muestra la geometría de una línea de transmisión o guía de onda. Se caracteriza por tener los límites de los conductores paralelos al eje z . Estas estructuras son uniformes en la dirección z y de longitud infinitamente.

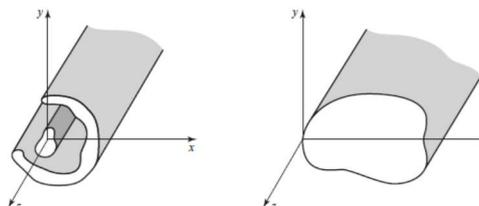


Figura 2.12 Geometría de una línea de transmisión o guía de onda.

A continuación, haremos un breve estudio de las soluciones de las ecuaciones de Maxwell en medios de transmisión uniformes [6].

Se pueden expresar las ecuaciones de Maxwell del rotacional en coordenadas cartesianas como:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (7)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} \quad (8)$$

De la ecuación (1) obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu H_x \quad (9)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (10)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (11)$$

De la ecuación (2) obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\varepsilon E_x \quad (12)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega\varepsilon E_y \quad (13)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = -j\omega\varepsilon E_z \quad (14)$$

Como buscamos soluciones de la forma: $F(x,y,z)=F(x,y,z)e^{-\gamma z}$ entonces se tiene que: $\frac{\partial}{\partial z}F(x,y,z)=-\gamma F(x,y,z)e^{-\gamma z}$. Utilizando este resultado y simplificando los factores $e^{-\gamma z}$ queda:

Por parte de la ecuación (7) tenemos:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu H_x \quad (15)$$

$$\gamma E_x + \frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega\mu H_y \quad (16)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (17)$$

Por parte de la ecuación (8) tenemos:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega\epsilon E_x \quad (18)$$

$$-\gamma H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon E_y \quad (19)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z \quad (20)$$

Como se puede observar, los campos de estas ecuaciones solo dependen de las coordenadas x e y . A partir de las ecuaciones anteriores, podemos expresar las componentes transversales en función de las longitudinales:

$$E_x = -\frac{1}{k_c^2} \left(\gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (21)$$

$$E_y = -\frac{1}{k_c^2} \left(\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (22)$$

$$H_x = \frac{1}{k_c^2} \left(j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (23)$$

$$H_y = -\frac{1}{k_c^2} \left(j\omega\epsilon \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (24)$$

Siendo $k_c^2 = k^2 + \gamma^2$ y $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = \frac{\omega}{c}\sqrt{\mu_r\epsilon_r}$. Ya solo nos bastaría conocer las componentes longitudinales (E_z y H_z) para determinar el resto. Para calcular E_z y H_z resolveremos las ecuaciones de Helmholtz.

2.1.6 Modos TEM, TE, TM

Como ya hemos comentado anteriormente, los modos de propagación dependen de la velocidad de propagación, de la longitud de onda, de la polarización y de la dimensión de la guía [3]. Se puede clasificar el tipo de onda (modo) que puede haber en una guía de onda según la existencia del campo E_z y H_z . Existen diferentes tipos de modos en las guías de ondas como el longitudinal que es un tipo de onda estacionaria formada por ondas confinadas en la cavidad.

Los modos transversales se clasifican en 4 tipos:

- 1) *Ondas Transversales Electromagnéticas (TEM)*: $E_z=0$ y $H_z=0$. Solo tienen componentes de campo transversales a la dirección de propagación z . Además,

el campo eléctrico es perpendicular al campo magnético. Es el único modo que puede propagarse por el espacio libre y es el único modo por el que las guías de onda no se pueden propagar.

2) *Ondas Transversales Eléctricas (TE): $E_z=0$ y $H_z \neq 0$* . El campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo H o TE_z .

3) *Ondas Transversales Magnéticas (TM): $E_z \neq 0$ y $H_z=0$* . El campo magnético es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo E o TM_z .

4) *Ondas Transversales Magnéticas (TM): $E_z \neq 0$ y $H_z=0$* . El campo magnético es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo E o TM_z .

5) *Modos Híbridos Electromagnéticos (HEM): $E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$* . También se llama EH y HE.

En las guías de onda solo se puede propagar el modo TM y TE, estas guías se diseñan de forma que solo se propague el modo fundamental TE_{10} ya que es el único donde se propaga la frecuencia más baja.

MODO TEM: Es condición necesaria para que se propague el modo TEM que, al menos haya 2 conductores. Si $E_z=0$ y $H_z=0$ entonces se irían dichos términos en las ecuaciones (21), (22), (23) y (24) y como consecuencia kc se hace cero. Debido a estos cambios, al volver a las ecuaciones se encuentran indeterminaciones por lo que escribiéndolas vectorialmente y reordenando las ecuaciones escalares y escribiéndolas de forma matricial se obtiene la siguiente expresión:

$$\beta = w\sqrt{\mu\epsilon} = k \quad (25)$$

La constante de propagación β de un modo TEM en una línea de transmisión es igual a la de una onda plana en el dieléctrico que rellena el espacio. Si el dieléctrico o los conductores tienen pérdidas, entonces la constante de propagación es compleja. Para el modo TEM se cumple además que los campos verifican las ecuaciones de Laplace por tanto son los mismos que en el caso estático. Se cumple:

La ecuación de Laplace para (x, y) es: $\nabla^2(x, y)=0$.

Campo eléctrico transversal: $\vec{E}(x, y)=-\nabla_t(x, y)$.

Campo eléctrico total: $\vec{E}(x, y, z)=\vec{E}(x, y)e^{-j\beta z}$

Campo magnético: $\vec{H}(x, y, z)=\frac{1}{\eta} \hat{x} \times \vec{E}(x, y, z)$

Tensión y corriente: $V_1-V_2=\int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l}$; $I=\oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$

La impedancia de onda para un modo TEM se expresa de la siguiente manera:

$$Z_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{jw}{\gamma} = \frac{w\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (26)$$

La impedancia característica del modo TEM valdría:

$$Z_0 = \frac{V}{I} \quad (27)$$

La constante de fase y velocidad de fase son:

$$\beta = w\sqrt{\mu\epsilon} \quad (28)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (29)$$

MODO TE: También denominado modo H. Puede existir tanto en guías formadas por un único conductor como por varios. Si $E_z=0$ y $H_z \neq 0$ las expresiones para calcular las componentes longitudinales se reducen y se cumple que k_c es distinto de cero. Se utiliza la siguiente ecuación de Helmholtz para el campo longitudinal para el modo TE:

$$(\nabla_t^2 + k_c^2)E_z(x, y)=0 \quad (30)$$

La solución tendrá varias constantes y el valor de k_c se determina aplicando las condiciones de contorno para calcular la solución general.

Se cumple que la *constante de propagación* es función de la frecuencia y de la geometría de la guía dada mediante la expresión:

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad (31)$$

La impedancia de onda para los modos TE tiene la siguiente expresión:

$$Z_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{jw}{\gamma} \quad (32)$$

MODO TM: También denominado modo E. Puede existir tanto en guías formadas por un único conductor como por varios. Si $E_z \neq 0$ y $H_z=0$ las expresiones para calcular las componentes longitudinales se reducen y se cumple que k_c es distinto de cero. Se cumple que la *constante de propagación* es función de la frecuencia y de la geometría de la guía y es:

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} \quad (33)$$

La impedancia de onda para los modos TM tiene la siguiente expresión:

$$Z_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma}{jw} \quad (34)$$

2.2 Línea de transmisión. Cable coaxial

2.2.1 Introducción

El cable coaxial es una línea de transmisión constituida por dos conductores concéntricos. El conductor interior actúa como vivo mientras que el externo actúa como masa, ambos separados por un dieléctrico que suele ser plástico y recubierto por una capa protectora. En el cable coaxial se pueden propagar los modos TE, TM y TEM, pero sobre todo predomina el modo TEM donde no existe el campo eléctrico ni magnético ($E_z=0$ y $H_z=0$) [6]. En la práctica, para los modos TE, TM y TEM es importante determinar la frecuencia de corte de los modos superiores para evitar su propagación ya que, si dos o más modos con diferentes constantes de propagación se propagan al mismo tiempo, pueden generar reacciones adversas. Para evitarlo, se establece un límite máximo del tamaño del cable coaxial o un límite de la frecuencia de operación, por desgracia esto afectará a la capacidad de potencia de la línea de transmisión. En la Figura 2.13 se muestra la geometría del cable coaxial.

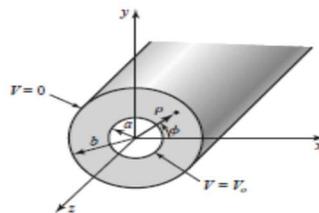


Figura 2.13 Geometría de la línea de transmisión. Cable coaxial

El conductor interior está a un potencial V_0 y el conductor exterior está a 0 voltios. Sabemos que los campos pueden derivar de una función potencial escalar ($\rho,$) que es una solución a la ecuación de Laplace. Esta ecuación en coordenadas cilíndricas toma la siguiente expresión:

$$\frac{1}{\rho} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{d\Phi(\rho, \phi)}{d\rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2\Phi(\rho, \phi)}{d\phi^2} = 0 \quad (35)$$

Para resolver esta ecuación, debe estar ($\rho,$) sujeta a las condiciones de contorno:

$$\Phi(a, \phi) = V_0 \quad (36)$$

$$\Phi(b, \phi) = 0 \quad (37)$$

Por el método de separación de variables se expresa ($\rho,$) en forma de producto como:

$$\Phi(\rho, \phi) = R(\rho)P(\phi) \quad (38)$$

Sustituyendo la ecuación (38) en la ecuación (35) y dividiendo entre RP se obtiene:

$$\frac{\rho}{R} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{dR}{d\rho} \right) + \frac{1}{P} \frac{d^2P}{d\phi^2} = 0 \quad (39)$$

Por el método de separación de variables los dos términos de la ecuación (39) deben de ser iguales a una constante, de modo que:

$$\frac{\rho}{R} \frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{dR}{d\rho} \right) = k_p^2 \quad (40)$$

$$\frac{1}{P} \frac{d^2 P}{d\phi^2} = -k_\phi^2 \quad (41)$$

$$k_p^2 - k_\phi^2 = 0 \quad (42)$$

La solución general para la ecuación (41) es:

$$P(\phi) = A \cos n\phi + B \sin n\phi \quad (43)$$

Donde $k_\phi = n$ debe ser un entero ya que el aumento de ϕ por un múltiplo de 2π no debe cambiar el resultado. Ahora, debido a que las condiciones de contorno no varían con ϕ , el potencial (ρ ,) no debe variar en función de ϕ . Por lo tanto, n debe ser cero, esto implica que k_ϕ también debe ser cero, de modo que la ecuación para (ρ) en (40) se reduce a:

$$\frac{d}{d\rho} \left(\rho \frac{dR}{d\rho} \right) = 0 \quad (44)$$

Entonces la solución para (ρ) es:

$$R(\rho) = C \ln \rho + D \quad (45)$$

$$\Phi(\rho, \phi) = C \ln \rho + D \quad (46)$$

Aplicando las condiciones de contorno obtenemos dos ecuaciones para las constantes C y D:

$$\Phi(a, \phi) = V_0 = C \ln a + D \quad (47)$$

$$\Phi(b, \phi) = 0 = C \ln b + D \quad (48)$$

Después resolvemos para C y D y se puede resumir la solución final de (ρ ,) como:

$$\Phi(\rho, \phi) = \frac{V_0 \ln b / \rho}{\ln b / a}$$

El campo \vec{E} y \vec{H} se pueden encontrar usando las ecuaciones:

$$\nabla_t \times \vec{e} = -j\omega\mu h_z \hat{z} = 0 \quad (49)$$

$$\vec{h}(x, y) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \vec{e}(x, y) \quad (50)$$

A continuación, se deriva la solución para los modos TE del cable coaxial. Para los modos TE, como hemos comentado anteriormente: $E_z = 0$, por tanto, se satisface para H_z la siguiente expresión:

$$\left(\frac{d^2}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2}{d\phi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \phi) = 0 \quad (51)$$

Donde $H_z(\rho, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$, y $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. La solución general de esta ecuación viene dada por:

$$h_z(\rho, \phi) = (A \sin n\phi + B \cos n\phi)(CJ_n(k_c\rho) + DY_n(k_c\rho)) \quad (52)$$

En este caso, $a \leq \rho \leq b$ por lo que descartamos el término Y_n utilizando las condiciones de contorno:

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = 0 \text{ para } \rho = a, b \quad (53)$$

Se obtiene E_ϕ y H_z de la siguiente manera:

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c}(A \sin n\phi + B \cos n\phi)[CJ'_n(k_c\rho) + Y'_n(k_c\rho)]e^{-j\beta z} \quad (54)$$

Se aplican las siguientes ecuaciones:

$$CJ'_n(k_c a) + Y'_n(k_c a) = 0 \quad (55)$$

$$CJ'_n(k_c b) + Y'_n(k_c b) = 0 \quad (56)$$

Debido a que este es un conjunto homogéneo de ecuaciones, la única solución no trivial ($C \neq 0, Y_n \neq 0$), se produce cuando el determinante es cero, por tanto, se debe tener:

$$J'_n(k_c a)Y'_n(k_c b) = J'_n(k_c b)Y'_n(k_c a) \quad (57)$$

Esta es una ecuación característica el número de onda de corte k_c . Los valores de k_c satisfacen la ecuación (57) y definen los modos TE_{mn} del cable coaxial. La ecuación se debe resolver numéricamente, para una solución práctica se suele emplear:

$$k_c = \frac{2}{a+b} \quad (58)$$

Una vez que conocemos k_c , se puede determinar la frecuencia de corte. Se muestra en la Figura 2.14 la frecuencia de corte normalizada para el modo dominante TE_{11} para cable coaxial.

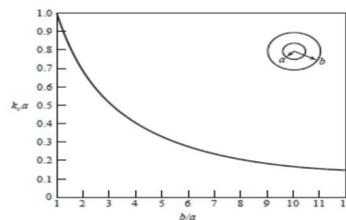


Figura 2.14 Representación de la frecuencia de corte normalizada para modo TE_{11} .

Las líneas de campo para TEM y modo TE_{11} de la línea coaxial se muestran en la figura:

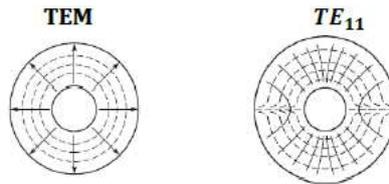


Figura 2.15 Líneas del campo para TEM y TE_{11} en cable coaxial.

Como se ha explicado anteriormente, el cable coaxial es una línea de transmisión que puede representarse mediante el circuito equivalente de la Figura 2.16.

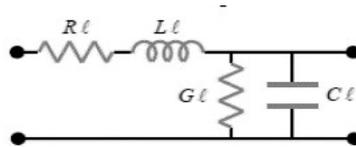


Figura 2.16 Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.

Pudiéndose modelarse mediante los elementos concentrados L, R, C y G. Si consideramos el cable coaxial como una línea de transmisión sin pérdidas (lo que significa que R y G toman valor cero), solo se tendría valor para L y C con las expresiones explicadas anteriormente:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a) \quad \left(\frac{H}{m}\right)$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)} \quad \left(\frac{F}{m}\right)$$

2.2.2 Constantes de propagación y fase

La constante de propagación γ tiene la siguiente expresión:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (59)$$

Siendo α la constante de atenuación y β la constante de fase.

2.2.3 Velocidad de fase

La velocidad de fase en una onda TEM tiene la siguiente expresión:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\omega}{\beta} \quad (60)$$

Siendo μ la permeabilidad del medio y ϵ su constante dieléctrica. Para el espacio libre se tiene:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

$$\epsilon_0 = 8.85410^{-12} \text{ F/m}$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sg}$$

En una línea de transmisión, la permitividad del dieléctrico puede aproximarse por la del vacío:

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad (61)$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (62)$$

2.2.4 Longitud de onda

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{2\pi}{\beta} \quad (63)$$

2.2.5 Impedancia característica

La impedancia característica de la línea de transmisión es el cociente entre la tensión máxima y la corriente máxima y por tanto es constante. Se obtiene operando las siguientes ecuaciones:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (64)$$

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (65)$$

$$Z_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (66)$$

Y queda finalmente que la *impedancia característica* es:

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (67)$$

2.3 Guías de onda rectangular

2.3.1 Introducción

Las guías de ondas rectangulares fueron unos de los primeros tipos de líneas de transmisión utilizados para el transporte de señales microondas y que todavía se utilizan para infinidad de aplicaciones como componentes acopladores, detectores, aisladores... los cuales pueden trabajar a frecuencias de 1 a 220GHz.

Se requiere, cada vez más, tecnología lo más pequeña posible, es por eso que hoy en día se fabrica más líneas de transmisión planas como microstrip en vez de guías de onda. Pero, sin embargo, las guías de onda, a diferencia de otras líneas, pueden soportar altas potencias con buen rendimiento.

En la guía de onda se pueden propagar los modos TE y TM sin embargo no es posible el modo TEM ya que solo existe un conductor.

En la Figura 2.17 se muestra la geometría de una guía de onda rectangular.

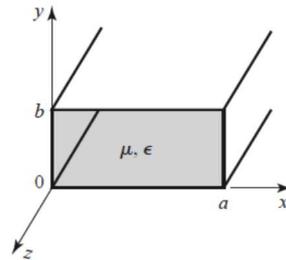


Figura 2.17 Geometría de una guía de onda rectangular.

Por convenio, el tamaño de la guía en el eje x ha de ser mayor que el tamaño del eje y, es decir $a > b$. Tomando un material con permitividad ϵ y permeabilidad μ puede rellenar la región entre las dos placas.

Las guías de onda tienen formatos desde WR-430 hasta WR-28 abarcando frecuencias desde 1.7 GHz a 40 GHz. El nombre que reciben es "WR-xxx", WR significa Rectangular Waveguide (guía de onda rectangular), el número xxx indica la dimensión de la anchura interior de la guía de onda en centésimas de pulgada. [16]

En la Figura 2.18 se muestran algunos tipos de guías de onda, cuyas dimensiones se encuentran normalizadas de la siguiente manera. En este trabajo se va a utilizar guía de onda **WR-75**.

Waveguide designations				Basic inner dimensions		Frequencies		Letter band designations ***
IEC [1]	EIA [2]	UK [3]	MIL PIN [4, 5, 6]	Metric [1] mm	Imperial [1] inches	Nominal range [1] GHz	TE ₁₀ cut-off * GHz	
-	-	-	-	-	-	-	-	-
R 48	WR 187	WG 12	M85/1-051, 053, 054, 055, 056, 174 M85/2-003, 005, 006	47.549 x 22.149	1.872 x 0.872	3.94 - 5.99	3.152	C, G
R 58	WR 159	WG 13	M85/1-057, 059, 060, 061, 062, 175	40.386 x 20.193	1.590 x 0.795	4.64 - 7.05	3.712	C
R 70	WR 137	WG 14	M85/1-063, 065, 066, 067, 068, 176	34.849 x 15.799	1.372 x 0.622	5.38 - 8.17	4.301	Xn, J
R 84	WR 112	WG 15	M85/1-069, 071, 072, 073, 074, 177 M85/2-007	28.499 x 12.624	1.122 x 0.497	6.57 - 9.99	5.260	Xb, H
R 100	WR 90	WG 16	M85/1-075, 077, 078, 079, 080, 178 M85/2-008, 009	22.860 x 10.160	0.900 x 0.400	8.20 - 12.5	6.557	X
R 120	WR 75	WG 17	M85/1-081, 083, 084, 085, 086, 179	19.050 x 9.525	0.750 x 0.375	9.84 - 15.0	7.869	M
R 140	WR 62	WG 18	M85/1-087, 089, 090, 091, 092, 093, 180	15.799 x 7.899	0.622 x 0.311	11.9 - 18.0	9.488	Ku, P
R 180	WR 51	WG 19	M85/1-094, 096, 097, 098, 099, 181	12.954 x 6.477	0.510 x 0.255	14.5 - 22.0	11.571	N
R 220	WR 42	WG 20	M85/1-100, 102, 103, 104, 105, 106, 182	10.668 x 4.318	0.420 x 0.170	17.6 - 26.7	14.051	K
R 260	WR 34	WG 21	M85/1-107, 109, 110, 111, 112, 113, 183	8.636 x 4.318	0.340 x 0.170	21.7 - 33.0	17.357	-
R 320	WR 28	WG 22	M85/3-006, 007, 008, 009	7.112 x 3.556	0.280 x 0.140	26.3 - 40.0	21.077	Ka, R

Figura 2.18 Tipos de guía de onda rectangular.

2.3.2 Modo TE:

Este modo está caracterizado por tener el campo $E_z = 0$, mientras que H_z debe satisfacer la siguiente ecuación de Helmholtz:

$$\left(\frac{d^2}{dx^2} + \frac{d^2}{dy^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (68)$$

Siendo $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ y $k_c = \sqrt{k^2 + \beta^2}$, $h_z(x, y) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ y $k_c = \sqrt{k^2 + \beta^2}$ es el número de onda de corte. La ecuación (68) se resuelve por el método de separación de variables aplicando:

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (69)$$

Sustituyendo en (68) se obtiene:

$$\left(\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2\right) = 0 \quad (70)$$

Después, cada uno de los términos de la ecuación (70) debe ser igual a una constante así que se definen las constantes de separación k_x y k_y de esta manera:

$$\left(\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X\right) = 0 \quad (71)$$

$$\left(\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y\right) = 0 \quad (72)$$

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 \quad (73)$$

La solución general para h_z puede ser definida como:

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (74)$$

Para evaluar las constantes, se aplican las siguientes condiciones de contorno sobre las componentes del campo eléctrico a las paredes de la guía de onda.

$$e_x(x, y) = 0 \text{ a } y = 0, b \quad (75)$$

$$e_y(x, y) = 0 \text{ a } x = 0, a \quad (76)$$

Por lo tanto, no podemos usar la ecuación (74), se debe utilizar primero las siguientes ecuaciones:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{dH_z}{dy} \quad (77)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{dH_z}{dx} \quad (78)$$

Finalmente se encuentra una expresión de e_x y e_y a través de h_z :

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(-C \sin k_y y + D \cos k_y y) \quad (79)$$

$$e_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (80)$$

Después con las ecuaciones (77) y (78) se obtiene: $D=0$ para $k_y = \frac{n\pi}{b}$ siendo $n=0,1,2,\dots$ $B=0$ para $k_x = \frac{m\pi}{a}$ siendo $m=0,1,2,\dots$ La solución final para H_z es:

$$H_z(x, y, z) = A_m \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (81)$$

Siendo A_m la amplitud respecto de las constantes A y C.

Las componentes transversales de los campos eléctricos para el modo TE_{mn} son:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (82)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (83)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (84)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (85)$$

$$H_z = A_m \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (86)$$

$$E_z = 0 \quad (87)$$

La constante de propagación para el modo TE_{mn} es:

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (88)$$

La cual es real cuando se cumple que $k > k_c$ cumpliéndose así que el número de onda de corte para el modo es:

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (89)$$

Para cada modo, m y n se tiene una frecuencia de corte diferente y viene dada por la siguiente expresión:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (90)$$

El modo con la frecuencia de corte más baja es denominado modo dominante TE_{10} y ocurre cuando $m=1$ y $n=0$:

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (91)$$

Este modo es el dominante en los filtros de onda rectangulares, como se puede observar el campo \vec{E} Y \vec{H} en las ecuaciones anteriores es cero para $m=0$ y $n=0$.

La frecuencia de operación viene dada cuando los modos tienen una frecuencia $f > f_c$ (superior a la frecuencia de corte) y pueden propagarse.

Los modos con $f < f_c$ serán complejos, es decir que las componentes del campo tendrán una función exponencial decreciente. Estos modos son denominados modos de corte o modos evanescentes.

La impedancia de la guía de onda que está relacionada con el campo eléctrico y magnético y tiene la siguiente expresión:

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_c}{k}\right)^2}} \quad (92)$$

Donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia intrínseca del material relleno en la guía de onda.

Se sabe que Z_{TE} es real cuando β es real (ocurre en el modo de propagación) y es imaginario cuando β es imaginario (ocurre en el modo de corte).

La longitud de onda de la guía con la que se trabaja tiene esta expresión:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (93)$$

La velocidad de fase es:

$$v_p = \frac{w}{\beta} > \frac{w}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (94)$$

En la gran mayoría de las aplicaciones se elige la frecuencia de operación y las dimensiones de la guía de forma que solo se propague el modo TE_{10} . A continuación, se muestran las *componentes del campo para el modo dominante*:

$$H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (95)$$

$$E_y = \frac{-jw\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (96)$$

$$H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \quad (97)$$

$$E_x = E_z = H_y \quad (98)$$

El número de onda y la constante de propagación para el modo TE_{10} son:

$$k_c = \frac{\pi}{a} \quad (99)$$

$$\beta = \sqrt{k_c^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (100)$$

La potencia bajo el modo TE_{10} puede ser calculada mediante la siguiente expresión:

$$P_{10} = \frac{1}{2} \text{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot \hat{z} \, dy \, dx = \frac{1}{2} \text{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_y H_x^* \, dy \, dx \quad (101)$$

$$= \frac{w\mu a^2}{2\pi^2} \text{Re}(\beta) |A_{10}|^2 \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \sin^2 \left(\frac{\pi x}{a}\right) \, dy \, dx$$

$$= \frac{w\mu a^3 |A_{10}|^2}{4\pi^2} \text{Re}(\beta)$$

La atenuación en una guía rectangular se debe a las pérdidas del dieléctrico o del conductor. Las pérdidas de potencia por unidad de longitud se deben a la conductividad finita de las paredes y se expresa de esta manera:

$$P_l = \frac{R_s}{2} \int |\bar{J}_s|^2 dl \quad (102)$$

Donde R_s es la resistencia de la superficie de la pared sobre la integración C que encierra el perímetro interior de las paredes de la guía.

Para resolver esta ecuación, se sabe que existe corriente en las cuatro paredes de la guía. Pero además existe simetría en las corrientes de las paredes superiores e inferiores y simetría entre las paredes laterales de la izquierda y derecha. Se plantea por tanto que la potencia de pérdidas en las paredes para $x=0$ e $y=0$ viene dada por las siguientes expresiones:

$$\text{Para } x = 0 \quad \bar{J}_s = \hat{n} \times \hat{H} = \hat{x} \times \hat{z} H_z = -\hat{y} H_z = A_{10} e^{-j\beta z} \quad (103)$$

$$\begin{aligned} \text{Para } y = 0 \quad \bar{J}_s &= \hat{n} \times \hat{H} = \hat{y} \times (\hat{x} H_x + \hat{z} H_z) \\ &= -\hat{z} \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} + \hat{x} \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (104)$$

Sustituyendo (103) y (104) se obtiene finalmente que las *pérdidas por potencia* son:

$$P_l = R_s |A_{10}|^2 \left(b + \frac{a}{2} + \frac{\beta^2 a^3}{2\pi^2} \right) \quad (105)$$

La atenuación debida a las pérdidas del conductor para el modo TE_{10} es:

$$\alpha_c = \frac{P_l}{2P_{10}} = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m} \quad (106)$$

2.3.3 Modo TM

Este modo se caracteriza por tener el campo: $H_z=0$ mientras que E_z satisface la siguiente ecuación:

$$\left(\frac{d^2}{dx^2} + \frac{d^2}{dy^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (107)$$

Siendo: $E_z(x, y, z) = e^{-j\beta z}$ y $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Dicha ecuación se resuelve por el método de separación de variables. La solución general es:

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (108)$$

Las condiciones de contorno son aplicadas directamente sobre e_z :

$$e_z(x, y) = 0 \quad \text{para } x = 0, a \quad (109)$$

$$e_z(x, y) = 0 \quad \text{para } y = 0, b \quad (110)$$

Aplicando estas condiciones de contorno se obtiene que: $A=0$ para $k_y = \frac{m\pi}{b}$ siendo $m=1,2,3\dots$. Además $C=0$ para $k_y = \frac{n\pi}{b}$ siendo $n=1,2,3\dots$. Quedando E_z como solución final:

$$E_z(x, y, z) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (111)$$

Donde B_{mn} es la amplitud. De esta forma se obtienen las componentes del campo para el modo TM_{mn} .

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (112)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (113)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (114)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (115)$$

$$E_z = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (116)$$

$$H_z = 0 \quad (117)$$

En cuanto a la constante de propagación, se obtiene misma expresión para el modo TE_{mn} como para el modo TM_{mn} :

$$\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (118)$$

La cual es real cuando se cumple que $k > k_c^2$ cumpliéndose así que el *número de onda de corte* para el modo es:

$$k_{c,mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (119)$$

La relación de dispersión para el modo TE es:

$$\gamma_{mn} = \sqrt{k_{c,mn}^2 - k^2} \quad (120)$$

La frecuencia de corte para el modo TM_{mn} es la misma para el modo TE_{mn} como se muestra a continuación:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (121)$$

La longitud de onda de guía y la velocidad de fase para el modo TM es la misma que para el modo TE. Como se puede observar, las expresiones del campo para \vec{E} y \vec{H} son cero si m o n es cero lo que quiere decir que no existen los modos TM_{00} , TM_{01} , TM_{10} . Siendo el modo de propagación más bajo que se pueda propagar el modo TM_{11} cuya frecuencia de corte viene dada por la expresión:

$$f_{c_{11}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (122)$$

Como se puede observar es más grande que la frecuencia $f_{c_{11}}$ (frecuencia de corte para el modo fundamental TE_{10}).

La impedancia de onda de los campos eléctricos y magnéticos para el modo TM se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta_{mn}\eta}{k} = \eta \sqrt{1 - \left(\frac{k_c}{k}\right)^2} \quad (123)$$

Donde $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ es la impedancia intrínseca del material relleno en la guía de onda. Se sabe que ZTE es real cuando β es real (ocurre en el modo de propagación) y es imaginario cuando β es imaginario (ocurre en el modo de corte).

La longitud de onda de la guía con la que se trabaja tiene esta expresión:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta_{mn}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (124)$$

La velocidad de fase es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (125)$$

La atenuación debida a las pérdidas del conductor para el modo TM se calcula de la misma forma que para el modo TE:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \text{ Np/m} \quad (126)$$

En la Figura 2.19 se muestra un resumen de todas las expresiones anteriormente descritas para el modo TE_{mn} y TM_{mn} :

Quantity	TE _{mn} Mode	TM _{mn} Mode
k	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
k_c	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$	$\sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}$
β	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
λ_c	$\frac{2\pi}{k_c}$	$\frac{2\pi}{k_c}$
λ_g	$\frac{2\pi}{\beta}$	$\frac{2\pi}{\beta}$
v_p	$\frac{\omega}{\beta}$	$\frac{\omega}{\beta}$
α_d	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$	$\frac{k^2 \tan \delta}{2\beta}$
E_z	0	$B \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_z	$A \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	0
E_x	$\frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta m\pi}{k_c^2 a} B \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
E_y	$\frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_x	$\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{j\omega\epsilon n\pi}{k_c^2 b} B \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
H_y	$\frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$	$\frac{-j\omega\epsilon m\pi}{k_c^2 a} B \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$
Z	$Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$	$Z_{TM} = \frac{\beta\eta}{k}$

Figura 2.19 Resumen de expresiones para el modo TE_{mn} y TM_{mn}.

En la Figura 2.20 se muestra la atenuación α_c (dB/m) frente a la frecuencia (GHz) en una guía de onda rectangular para diferentes modos TE y TM.

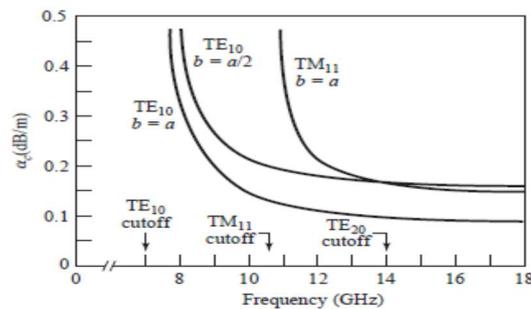


Figura 2.20 Atenuación en guía onda rectangular para modos TE y TM.

2.3.4 Modos de propagación para guía de onda rectangular

Los modos de transmisión de la guía toman valores enteros m y n . Estos valores indican el número de medias longitudes de onda que existen entre cada par de paredes conductoras, es decir, el número de máximos que hay a lo largo del eje 'x' y del eje 'y'.

Para que exista propagación en el modo se debe de cumplir que cada modo deba tener una componente longitudinal y dos transversales distintas de cero.

Modo TM: Forman una familia doblemente infinita que se denotará TM_{mn} . Pudiendo tomar cualquier *valor entero positivo distinto de cero*: $m=1,2,3\dots$ y $n=1,2,3\dots$. Esto es debido a que, para valores de m o n igual a cero, la componente E_z y las demás componentes transversales valdrían cero y por tanto no existiría la propagación. Los modos TM_{00} , TM_{m0} , TM_{0n} no existen.

Modo TE: Forman una familia doblemente infinita que se denotará TE_{mn} . Pudiendo tomar cualquier valor entero positivo: $m=0,1,2\dots$ y $n=0,1,2\dots$

Se sabe que m y n deben de tomar *valores enteros positivos* mediante la siguiente demostración: Se emplean las expresiones de E_x y E_y y se aplica las condiciones de contorno, es decir:

-Para calcular los valores de n se utilizan la siguiente ecuación:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y \left[A \cos \frac{m\pi x}{a} + B \sin \frac{n\pi y}{b} \right] \left[-C \sin \frac{m\pi x}{a} + D \cos \frac{n\pi y}{b} \right] \quad (127)$$

Siendo: $k_y = \frac{n\pi}{b}$ y $k_x = \frac{m\pi}{a}$. Aplicamos las siguientes condiciones de contorno:

$$E_x(x, 0) = 0 \rightarrow -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} k [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)] D = 0_y \quad (128)$$

De esta primera condición de contorno se obtiene que D=0.

$$E_x(x, b) = 0 \rightarrow \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_y [A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)] [C \sin(k_y b)] = 0 \quad (129)$$

De esta segunda condición de contorno se deduce que $\sin(k_y b) = 0$, por tanto:

$$k_y = \frac{n\pi}{b} \text{ para } n = 0, 1, 2, \dots$$

-Para calcular los valores de m se utilizan la siguiente ecuación:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x \left[-A \sin \frac{m\pi x}{a} + B \cos \frac{m\pi y}{b} \right] \left[C \cos \frac{n\pi y}{a} + D \sin \frac{n\pi y}{b} \right] \quad (130)$$

Siendo: $k_y = \frac{n\pi}{b}$ y $k_x = \frac{m\pi}{a}$. Aplicamos las condiciones de contorno:

$$E_x(0, y) = 0 \rightarrow B = 0 \quad (131)$$

$$E_x(0, y) = 0 \quad (132)$$

De la ecuación (132) se obtiene:

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \text{ para } m = 0, 1, 2, \dots$$

El modo TE_{00} no existe ya que tiene todas las componentes transversales del campo nulas.

En la Figura 2.21 se puede observar las líneas de campo de los seis primeros modos de propagación de una guía de onda rectangular.

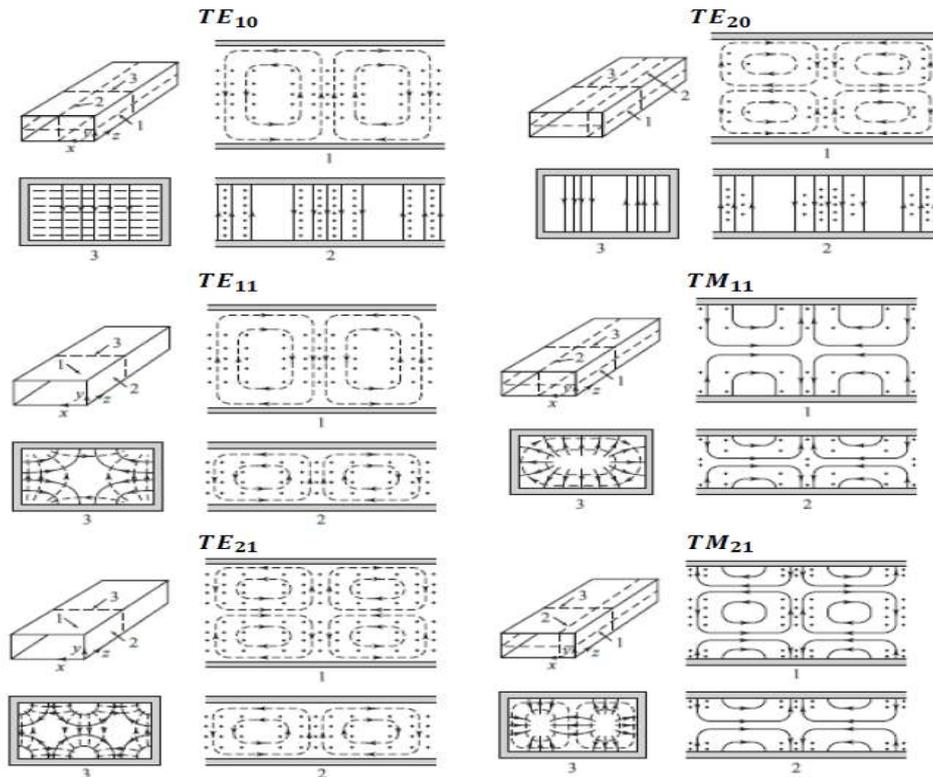


Figura 2.21 Líneas del campo en guía onda rectangular

2.3.5 Frecuencia de corte para guía de onda rectangular

La frecuencia de corte es la frecuencia a la cual la constante de propagación es nula. Se obtiene mediante estas dos ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{10} = \sqrt{k_{c,10}^2 - k^2} = 0 \\ k_{c,10}^2 = \frac{\pi^2}{a} \end{aligned} \right\} k_{c,10} = 2\pi f_{c,10} \sqrt{\mu\epsilon} \quad (133)$$

Operando se llega a esta expresión de *frecuencia de corte*:

$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (134)$$

-Para frecuencias $f < f_{c,10}$ el modo no se propaga lo que se denomina modo evanescente y la *constante de atenuación* valdría:

$$\alpha_{10} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - k^2} \quad (135)$$

-Para frecuencias $f > f_{c,10}$ el modo si se propaga y la constante de fase valdría:

$$\beta_{10} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (136)$$

La longitud de la onda tiene esta expresión:

$$\lambda_{g,10} = \frac{2\pi}{\beta_{10}} \quad (137)$$

La velocidad de fase:

$$v_{p,10} = \frac{w}{\beta_{10}} \quad (138)$$

La longitud de onda de corte también depende del modo y las dimensiones de la guía y se define como:

$$\lambda_c = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (139)$$

2.3.6 El modo dominante TE_{10}

Si suponemos en la guía que $a > b$ entonces el modo dominante es el TE_{10} . El modo dominante TE_{10} es el primer modo que aparece en una guía de onda rectangular, este modo tiene ciertas peculiaridades:

- El modo dominante es aquel con la frecuencia de corte más baja.
- La polarización del campo eléctrico es lineal en la dirección del eje 'y'.
- La atenuación debida a las pérdidas del conductor es menor que en otras guías.

Los campos del modo dominante se reducen a:

$$H_z(x, z) = A_{10} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z} \quad (140)$$

$$E_y(x, z) = -A_{10} \frac{jw\mu}{k_{c,10}^2} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z} \quad (141)$$

$$H_x(x, z) = A_{10} \frac{\gamma_{10}}{k_{c,10}^2} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-\gamma_{10}z} \quad (142)$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (143)$$

El número de onda de corte para el modo TE_{10} es:

$$k_{c,10} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \frac{\pi}{a} \quad (145)$$

La relación de dispersión para el modo TE es:

$$\gamma_{10} = \sqrt{k_{c,10}^2 - k^2} \quad (146)$$

La impedancia de onda para el modo TE_{10} vale:

$$Z_{w,TE10} = \frac{j\omega\mu}{\gamma_{10}} \quad (147)$$

2.3.7 Impedancia característica

La impedancia característica de una guía de onda rectangular depende de la frecuencia y de la geometría de la guía. Por tanto, posee un valor constante para cada frecuencia de trabajo.

$$Z_0 = 377 \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{2b}{a} \quad (148)$$

Siendo λ_g la longitud de onda de la guía y λ la longitud de onda en el espacio libre.

2.3.8 Longitud de onda de la guía

La longitud de onda de la guía viene expresada mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (149)$$

Siendo λ_c la longitud de onda de corte y λ la longitud de onda en el espacio libre.

2.3.9 Potencia transmitida por los modos TM y TE

Para calcular la potencia transmitida por un medio guiado se aplica el teorema de Poynting:

$$P_{m,n} = \frac{1}{2} \text{Re}[\oint (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot \vec{ds}] \quad (150)$$

Siendo $\vec{ds} = dx dy \vec{z}$ debido a que se está en una sección transversal rectangular.

Si consideramos los límites de la sección transversal de la guía, la potencia transmitida es:

$$P_{m,n} = \frac{1}{2} \text{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b (E_x H_y^* - E_y H_x^*) dx dy \quad (151)$$

Utilizando las propiedades de los campos se obtiene finalmente que:

$$P_T = \frac{1}{2Z_{TE}} \int |E_t|^2 ds = \frac{Z_{TE}}{2} \int |H_t|^2 ds \quad (152)$$

La potencia transmitida para el modo TM:

$$P_{TM} = \frac{Z_{TM}}{2\eta^2} \frac{f}{f_c} \int |E_z|^2 ds \quad (153)$$

La potencia transmitida para el modo TE:

$$P_{TE} = \frac{\eta^2}{2Z_{TE}} \frac{f}{f_c} \int |E_z|^2 ds \quad (154)$$

2.4 Transición coaxial guía

Se requiere un dispositivo que permita efectuar el cambio del modo de propagación TEM que predomina en el cable coaxial al modo TE_{10} que predomina en la guía rectangular. Estos dispositivos se denominan transición coaxial-guía [7].

Esta transición no solo realiza el cambio de propagación, sino que se encarga de adaptar las impedancias entre dos medios con impedancias características diferentes, el cable coaxial cuya impedancia suele ser 50Ω y la guía de onda rectangular cuya impedancia característica es superior a la del cable coaxial.

En la Figura 2.22 se muestra a continuación una transición típica entre una guía de onda rectangular y un conector coaxial en la parte superior de la guía y con uno de los extremos de la guía en cortocircuito [8].



Figura 2.22 Transición entre un coaxial a guía de onda de onda.

2.5 Parámetros de dispersión ó Scattering

Surge la idea de asociar un circuito de análisis de red sobre un sistema planteado [6]. Los circuitos que operan a bajas frecuencias, es decir, circuitos cuyas dimensiones son pequeñas en relación con la longitud de onda, pueden ser tratados como una interconexión de componentes pasivos o activos con tensiones y corrientes definidas en el circuito, además esto se hace posible debido a que las dimensiones del circuito son tan pequeñas que no existen retraso de fase de un punto del circuito a otro.

Los campos producidos pueden ser considerados como TEM debido a que existen 2 o más conductores. Lo que nos lleva a obtener soluciones muy parecidas a las ecuaciones que obtendríamos con Maxwell, a los conceptos de voltaje de Kirchhoff y a las teorías actuales de circuitos.

En general esta técnica de asociar un circuito equivalente a circuitos de bajas frecuencias no debería de ser aplicable directamente a los circuitos de microondas, pero se puede comprobar que sí lo es.

La principal razón por la que asociamos un circuito equivalente a nuestro sistema es porque por lo general es mucho más fácil que resolver las ecuaciones de Maxwell, es cierto que el análisis del campo que realizan estas ecuaciones es mucho más preciso, nos ofrece información del campo eléctrico y magnético en todos los puntos del espacio sin embargo nos ofrece mucha más información acerca del problema particular en consideración con lo que realmente nos interesa. Muchas de las veces solo estamos interesados en el voltaje o corriente entre unos terminales.

Además, es muy fácil de modificar y cambiar elementos para encontrar la respuesta sin tener que volver a calcular las ecuaciones de Maxwell. Es cierto que, en ocasiones, estos circuitos pueden dar resultados erróneos y en estos casos se debe de recurrir al estudio de las ecuaciones de Maxwell.

Hoy en día existen programas de ordenador que resuelven problemas de RF y microondas y utilizan análisis de la teoría del campo y red de análisis.

Los parámetros de Scattering son coeficientes de reflexión y transmisión entre las ondas incidentes y reflejadas. Describen el comportamiento de un sistema lineal en el rango de frecuencias de microondas. Los parámetros S cambian con la frecuencia.

Existen diferentes tipos de Parámetros de Scattering: Parámetros- Y, Parámetros- Z, Parámetros- H, Parámetros- T, Parámetros ABCD...

2.5.1 Definición de matriz de dispersión:

En la Figura 2.23 se muestra lo que sería una red de microondas conectada al exterior mediante N accesos o líneas de transmisión.

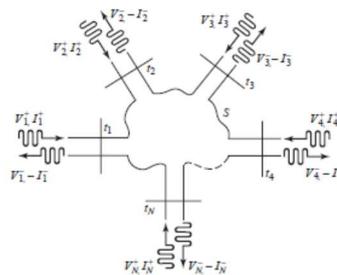


Figura 2.23 Red conectada a N accesos o líneas de transmisión

En un punto específico del puerto n del punto tn se definen las ondas con voltajes y corrientes equivalentes incidentes (V_n^+, I_n^+) y reflejados (V_n^-, I_n^-).

Cualquier puerto n tiene su plano de referencia, por cada puerto n entran ondas incidentes de la amplitud de tensión e intensidad normalizada V_n^+, I_n^+ y ondas reflejadas de la amplitud de tensión normalizada V_n^-, I_n^- . De forma que la matriz de dispersión del circuito de microondas mostrado relaciona las ondas de tensión normalizadas incidentes con las ondas reflejadas en cada puerto con los demás puertos.

Para el puerto n, la tensión total y la corriente total vienen dados por:

$$\begin{aligned} V_n &= V_n^+ + V_n^- \\ I_n &= I_n^+ - I_n^- \end{aligned}$$

La matriz de dispersión o Scattering relaciona la tensión y el voltaje de ondas reflejadas e incidentes. Se expresa de forma matricial de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

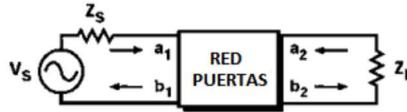
También puede ser expresado de la siguiente manera:

$$[V] = [Z][I]$$

También se puede expresar la matriz de admitancias:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ Y_{N1} & \dots & \dots & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

La definición de parámetros S se realiza en función de las ondas de potencia incidentes y reflejadas $a_n b_n$. Estas ondas son versiones normalizadas de las ondas de tensión incidente y reflejada V_n^+ y V_n^- están relacionadas con la impedancia del sistema:



$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (155)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (156)$$

De forma que se puede expresar b_n en función de las amplitudes de las ondas incidentes de la siguiente manera:

$$b_n = S_{j1}a_1 + S_{j2}a_2 + \dots + S_{jN}a_N \quad (157)$$

De forma que se puede expresar el parámetro S:

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} a_k = 0 \quad (\forall k \text{ con } k \neq i) \quad (158)$$

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} a_k = 0 \quad (\forall k \text{ con } k \neq i) \quad (159)$$

Se deben de dar las condiciones para que $a_k = 0$, esta condición se consigue situando en una puerta de la red una impedancia de valor igual a la impedancia característica de la línea. Los parámetros S se basan en los niveles de potencia que se perciben en los terminales de la red de dos puertos. Se obtienen los siguientes parámetros:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \text{ siendo } a_2 = 0 & a_1 &= \frac{v_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \text{ siendo } a_1 = 0 & a_2 &= \frac{v_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \text{ siendo } a_2 = 0 & b_1 &= \frac{v_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \\ S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \text{ siendo } a_1 = 0 & b_2 &= \frac{v_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned}$$

El parámetro S_{11} mide la cantidad de potencia que es reflejada en el puerto 1 en comparación con la cantidad de potencia que se le aplica en el puerto 1. Es el coeficiente de reflexión a la entrada con la salida terminada en carga adaptada, es decir $Z_L = Z_0$ (la impedancia de carga es igual que la impedancia de la línea) [11]. Si la carga no está adaptada, el coeficiente de reflexión a la entrada Γ_{in} es:

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Siendo el coeficiente de carga Γ_L :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

El parámetro S_{22} mide la potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la cantidad de potencia que se envía por el puerto 2. Es el coeficiente de reflexión a la salida con la entrada terminada en carga adaptada, es decir $Z_S = Z_0$ (la impedancia de la fuente es igual que la impedancia de la línea). Si la carga no está adaptada, el coeficiente de reflexión a la salida es:

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Siendo el coeficiente de la fuente Γ_S :

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

El parámetro S_{12} mide la potencia recibida en el puerto 1 en comparación con la enviada por el puerto 2. Es la ganancia de transmisión directa estando la salida terminada en carga adaptada.

El parámetro S_{21} mide la potencia reflejada en el puerto 2 en comparación con la cantidad de potencia que se envía por el puerto 1. Es la ganancia de transmisión inversa estando la entrada terminada en carga adaptada.

Cuando los componentes son pasivos se cumple que: $S_{ji} \leq 1$.

Cuando la red es recíproca se cumple que: $S_{ji} = S_{ij}$.

Cuando los circuitos son simétricos se cumple que sus parámetros de transmisión y reflexión son iguales.

2.5.2 Parámetros Simétricos T y π :

Un cuadripolo es recíproco si su matriz de admitancia en cortocircuito y su matriz de impedancia en circuito abierto son simétricas (se cumple cuando $a_{ij} = a_{ji}$), es decir si la matriz es simétrica con respecto a la diagonal principal. Estas redes que cumplen este requisito pueden caracterizarse mediante tres parámetros, uno menos que los anteriores cuadripolos. El sistema de ecuaciones se define como:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

Al ser la matriz simétrica se tiene que $Z_{11} = Z_{21}$ por tanto podemos escribir:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$$

$$V_2 = Z_{12}I_1 + Z_{22}I_2$$

Al ser una red recíproca y cumplir $Z_{11} = Z_{21}$ se puede relacionar las mallas de entrada y de salida, es decir, el elemento Z_{12} es compartido entre la malla 1 y 2 con lo que se puede proponer el siguiente **modelo en T**:

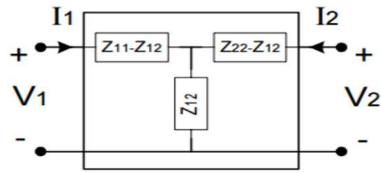


Figura 2.24 Representación del Modelo en T

Se tiene que la impedancia de entrada del modelo en T es:

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_{out}}; Z_{in} = 377 \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{2b}{a}$$

Siendo:

- Z_{in} la impedancia característica del cable coaxial.
- $Z_{12} = \pm jX_{12}$ es la reactancia que se deberá calcular para las dos posibles soluciones. Siendo:

- $X_{12} = \sqrt{(Z_{in} - Z_{11})(Z_{22} + Z_{out})}$
- Z_{11} y Z_{22} son impedancias impuestas.
- Z_{out} la impedancia característica de la guía de onda rectangular.

En la siguiente figura se muestra el modelo en π que se obtiene aplicando las ecuaciones del modelo de parámetros Y.

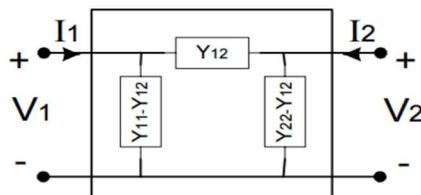


Figura 2.25 Representación del modelo en π .

Capítulo 3

3.1 Lenguaje Verilog-A

3.1.1 Introducción

El lenguaje Verilog-A es un lenguaje que define el comportamiento de sistemas analógicos de tipo hardware, fue diseñado por IEEE 1364 Verilog HDL [10]. La finalidad de Verilog-A es la de facilitar el complejo diseño de sistemas analógicos o circuitos integrados. Su función consiste en comportarse como un determinado componente, para ello requiere de expresiones matemáticas que modelan dicho comportamiento que irán descritas en un módulo con extensión .va.

Dicho módulo no solo está definido por dichas expresiones matemáticas sino por parámetros externos que pueden afectar al componente, por los puertos de entrada y salida. Además, la solución al comportamiento analógico de Verilog-A obedece a las leyes de Kirchhoff (KPL y KFL) por lo que aparecen los conceptos de nodos y ramas. Estas descripciones Verilog-A son compatibles para diferentes disciplinas como: eléctrica, mecánica y dinámica de fluidos, lo que le hace ser más atractivo.

Para este trabajo se ha decidido utilizar lenguaje Verilog-A por su portabilidad y compatibilidad a la hora de utilizarse en diferentes simuladores como ADS, Keysight Genesys™, Microwave Office... Los módulos son fáciles de programar, no se requiere mucho tiempo para estudiar cómo programar la herramienta, es cómodo ya que el módulo se puede modificar las veces que se quiera y el simulador compila dicho módulo .va inmediatamente tardando décimas de segundos.

3.1.2 Sistemas del lenguaje Verilog-A

Antes de empezar a programar un sistema o componente en Verilog-A, primero se ha de estudiar cómo funcionan los sistemas en Verilog-A.

Verilog-A entiende que un sistema se considera a una colección de componentes conectados que se les aplica un estímulo y producen una respuesta. Cada componente ha de estar conectado a uno o más nodos y su comportamiento se define en términos de valores de señal de cada nodo. Los componentes se conectan a los nodos a través de puertos para construir una jerarquía como la mostrada en la Figura 3.1. Para poder simular un sistema es necesario tener una descripción completa de todos los componentes que lo forman.

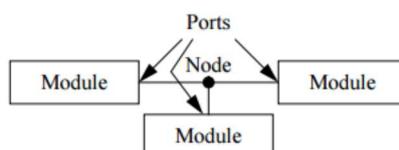


Figura 3.1 Jerarquía de componentes en Verilog-A.

NODO: Una característica de los sistemas es que el potencial del nodo es compartido con todos los terminales conectados a dicho nodo de tal manera que todos los terminales ven el mismo potencial. El flujo se comparte de tal manera que todos los terminales de un nodo sumen cero, el nodo, por tanto, actúa como punto de conexión en el que el potencial es el mismo en todas las partes del nodo y el flujo no se puede acumular, de forma que se cumplen las leyes Kirchhoff (KPL y KFL). El potencial de un único nodo se da con respecto a un nodo de referencia. El nodo de referencia se llama tierra y es siempre cero.

RAMA: Una rama es un camino de flujo entre dos nodos a través de un componente. Cada rama tiene un potencial asociado y un flujo. La dirección de referencia para un potencial está indicada por los símbolos más y menos de cada terminal. El potencial toma signo positivo (A) siempre y cuando sea mayor que el otro potencial, tomando así valor negativo (B). El flujo entra en una rama a través del terminal marcado con el signo positivo (A) y sale de la rama por el terminal que sale por el signo negativo (B) como se puede observar en la Figura 3.2.

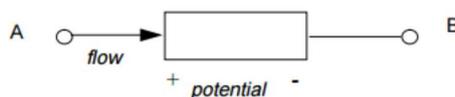


Figura 3.2 Ejemplo de rama en Verilog-A

3.1.3 Leyes de Kirchhoff

Verilog-A utiliza las leyes de Kirchhoff para definir las relaciones entre los nodos y las ramas. Estas leyes están asociadas con la electricidad en circuitos que relaciona voltajes y corrientes. Sin embargo, si generalizamos los conceptos de voltajes y corrientes a nuestro sistema con nodos y ramas, las leyes de Kirchhoff se pueden utilizar para formular las relaciones de interconexión entre cada terminal (véase en la Figura 3.3).

Las leyes de Kirchhoff proporcionan a los nodos y ramas las siguientes propiedades:

- Ley de flujo de Kirchhoff (KFL): La suma algebraica de todas las intensidades de un nodo en cualquier instante es cero.

- Ley Potencial de Kirchhoff (KPL): La suma algebraica de todas las tensiones de cada rama sobre una malla en cualquier instante son cero.

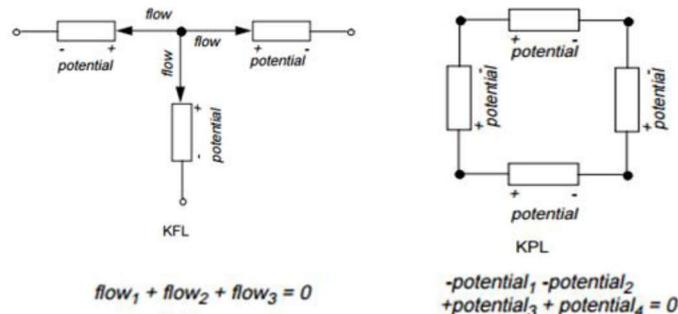


Figura 3.3 Ley potencial Kirchoof (KFL y KPL) en Verilog-A.

3.1.4 Arquitectura Verilog-A

Una vez entendido cómo se debe de definir un sistema o componente en Verilog-A (se ha relacionado las entradas y salidas de nuestro componente, se han definido los nombres de los parámetros y sus respectivos rangos y se han introducido las expresiones matemáticas). Se va a explicar cómo funciona internamente Verilog-A, es decir, cómo se ejecuta un módulo Verilog-A sobre un simulador. La compilación de Verilog-A se realiza en 2 partes [4]:

- 1) Compilador: Es el encargado de introducir el módulo .va en la librería del simulador para ello crea un archivo compilado .cml en décimas de segundo que puede ser implementado por diferentes simuladores.
- 2) RTE (Tiempo de ejecución): Este tiempo de ejecución cambia para cada simulador y es el que se encarga de ejecutar el módulo lo antes posible. Para los siguientes simuladores (SPICE 3F5, Agilent technologies, EAGLEWARE, CODECS) se tiene un RTE diferente.

En la figura 3.4 se muestra la arquitectura Verilog-A comentada anteriormente.

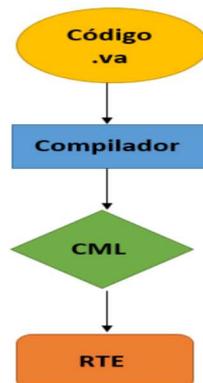


Figura 3.4 Arquitectura Verilog-A

Keysight Genesys™ utiliza como software para implementar el lenguaje Verilog-A un compilador desarrollado por Tiburón Design Automation. Esta compañía trabaja en el estudio de nuevos softwares que ofrecer al usuario, capaces de implementar circuitos más complejos y más rápidos. Hoy en día, este compilador se ejecuta a décimas de segundo y puede ser comparado con el lenguaje C [4].

3.1.5 Estructura de un módulo Verilog-A

La estructura de un fichero Verilog-A consta de las siguientes partes. A continuación, se explicará un ejemplo sencillo de una resistencia.

1) Definición de librerías:

En esta parte se definen las librerías pertinentes para que funcione el módulo:

```
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"
```

2) Declaración del módulo:

En esta parte se definen diferentes aspectos del módulo: El nombre del módulo y entre paréntesis el nombre del nodo de entrada y de salida del componente seguido de comas. El módulo debe de estar siempre cerrado con un “endmodule” como se verá a continuación. La declaración del módulo para el ejemplo propuesto sería el de la Figura 3.5.

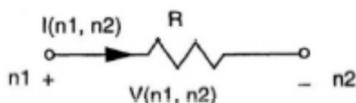


Figura 3.5 Ejemplo de módulo para resistencia en Verilog-A

```
module resis(n1,n2);
```

A continuación, se definen los puertos de entrada in y salida out de nuestro componente mediante “inout” y seguido de los nombres de la entrada y salida con comas.

```
inout n1,n2;
```

Se indica si son dichas entradas y salidas de tipo eléctrico o no mediante “electrical” y seguido de los nombres de la entrada y salida con comas.

```
electrical n1,n2;
```

Se definen los parámetros del módulo si son reales, enteros o de otro tipo. Estos parámetros se pueden fijar y durante la simulación cambiarlos. Se emplea “parameter” seguido del tipo de parámetros “real” y a continuación se define el rango del parámetro. En nuestro caso, al ser una resistencia diremos que toma valor 50 Ω.

```
parameter real r=50 from (0:inf];
```

3) Descripción del comportamiento del módulo:

Esta parte trata de definir el bloque analógico que va a describir el funcionamiento de nuestro módulo donde se introducirá todas las ecuaciones matemáticas que le definen.

Para ello se debe de poner primero “analog begin”, siempre debe de estar cerrado con un “end”. En nuestro caso se ha definido la ley de Ohm, la tensión que hay entre los nodos n1 y n2 es la intensidad que hay entre dichos nodos por la resistencia. Para expresar el signo = en Verilog-A se escribe como <+. Como se muestra a continuación:

```

analog begin

V(n1,n2) <+ r*I(n1,n2);

End
Endmodule

```

Finalmente queda este ejemplo sencillo de la siguiente manera (Figura 3.6):

```

`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module miresistencia(n1,n2);

  inout n1,n2;
  electrical n1,n2;

  parameter real r=50 from (0:inf];

  analog begin

    V(n1,n2) <+ r*I(n1,n2);

  end
endmodule

```

Figura 3.6 Fichero Verilog-A resistencia.

3.1.6 Tutorial de compilación en Verilog-A

A continuación, se va a explicar cómo se realiza la ejecución de un fichero .va sobre el simulador Keysight Genesys™ sobre la versión más reciente 2015.08 la cual introduce cambios con respecto a otras versiones.

- 1) Se abre un bloc de notas y se describe un sistema que mediante ecuaciones matemáticas relacionen los nodos, ramas, tensiones e intensidades de dicho componente. Una vez realizado esto, se guardará dentro de la carpeta Equipo> Documentos > My models con el nombre que se desee y acabado con la extensión .va. En este caso se ha llamado: “diode.va” y se ha incluido todos los parámetros que lo definen, este sería el fichero Verilog-A:

```

`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"

module diode(anode,cathode);
electrical anode, cathode;

parameter real Area = 1.0 from (0:inf); //Area scaling factor
parameter real Is = 1e-14 from (0:inf); //Saturation current [A]
parameter real Rs = 0.0 from (0:inf); // Series resistance [Ohm]
parameter real N = 1.0 from (0:inf); //Ideality
parameter real Tt = 0.0 from (0:inf); //Transit time [s]
parameter real Cjo = 0.0 from (0:inf); //Junction capacitance [F]
parameter real Vj = 1.0 exclude 0; //Junction potential [V]
parameter real M = 0.5 from (0:inf); //Grading coef
parameter real Fc = 0.5 from (0:1); //Forward bias junct parm
parameter real Kf = 0.0; //Flicker noise coef
parameter real Af = 1.0 from (0:inf); //Flicker noise exponent
real Vd, Id, Qd;
real f1, f2, f3, Fcp;

analog begin

    f1 = (Vj/(1 - M))*(1 - pow((1 - Fc), 1 - M));
    f2 = pow((1 - Fc), (1 + M));
    f3 = 1 - Fc * (1 + M);
    Fcp = Fc * Vj;
    Vd = V(anode, cathode);
    // Intrinsic diode
    Id = Area * Is * (exp(Vd / (N * $vt - Rs * I(anode, cathode)) / $vt) - 1);
    // Capacitance (junction and diffusion)
    if (Vd <= Fcp)
        Qd = Tt * Id + Area * Cjo * Vj * (1 - pow((1 - Vd / Vj), (1 - M)))/(1 - M);
    else
        Qd = Tt * Id + Area * Cjo * (f1 + (1 / f2) * (f3 * (Vd - Fcp) + (0.5 * M / Vj) * (Vd * Vd - Fcp * Fcp)));
    I(anode, cathode) <+ Id + ddt(Qd);
    //Creating a Nonlinear Diode in Verilog-A 3-5
end
endmodule

```

Figura 3.7 Fichero Verilog-A diodo.

2) Se abre Keysight Genesys™ y sobre la tabla de Menú se hace clic en View > Library Selector y se observa la bibliografía del simulador.

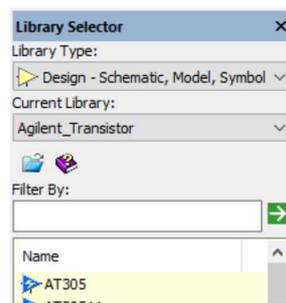


Figura 3.8 Library Selector de Keysight Genesys™.

Se observa la carpeta azul , aquí es donde Keysight Genesys™ almacena toda la librería de la que dispone, se hace clic y aparece la ventana mostrada en la Figura 3.9.

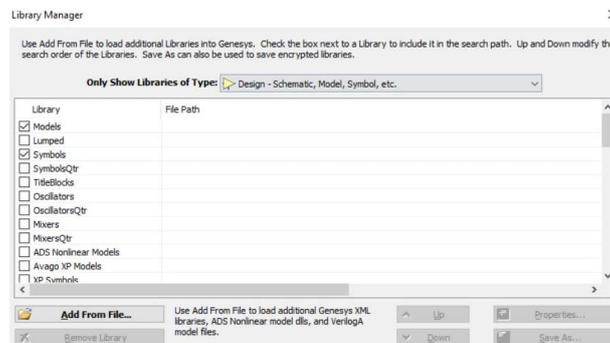
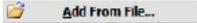


Figura 3.9 Librería Keysight Genesys™.

A continuación, para añadir un nuevo fichero se hace clic en  y automáticamente el simulador se direcciona por defecto a la carpeta “My Models” donde se situará el módulo .va que se quiera simular.

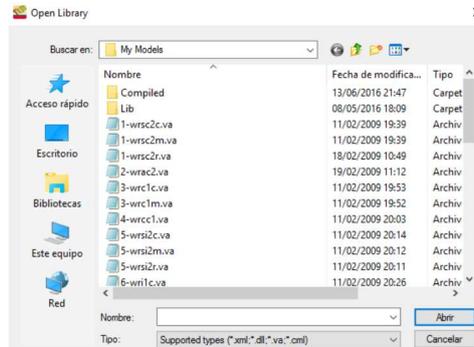


Figura 3.10 Carpeta “My Models” de Keysight Genesys™.

Una vez seleccionado el módulo, el compilador Verilog-A se encargará de compilar el fichero creando los archivos .cml y .xml en cuestión de décimas de segundos, dichos archivos se guardarán en la carpeta “Compiled”. Se puede apreciar por pocos segundos cómo el simulador está creando los archivos .cml y .xml apareciendo sobre la ventana inferior:



Estos archivos son los que usará el simulador cada vez que se ejecute un componente que contenga dicho fichero .va. Además, estos archivos podrán ser utilizados en diferentes simuladores. Una vez que se ha hecho clic en “Abrir” se observa en la Figura 3.11 cómo el fichero .va ha sido añadido a la librería del simulador Keysight Genesys™ y ya se podrá trabajar con él con toda comodidad.

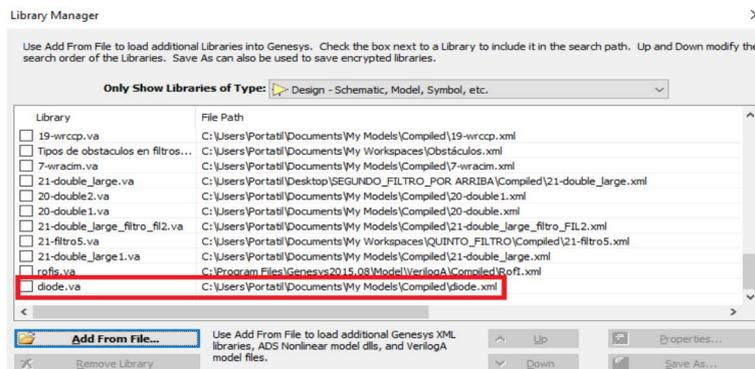


Figura 3.11 Fichero Verilog-A diode en Library Manager

También se puede observar en la Figura 3.12 que ha sido añadido correctamente dicho componente pulsando en: “View” > “Library Selector” y pulsando en la pestaña “Current Library”.

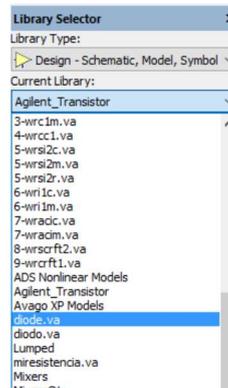


Figura 3.12 Comprobación fichero Verilog-A diode en Library Selector.

Si se hace clic sobre él aparece el componente creado como se muestra en la Figura 3.13.

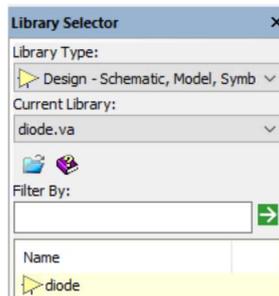


Figura 3.13 Componente diode creado

Pulsando sobre aparecen las especificaciones que se han definido en el módulo Verilog-A como muestra la Figura 3.14.

Name	Description	Default Value	Units	Tune	Show	Initially Use	Validation	Hide Condition
Area	Area scaling factor	1	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Is	Saturation current	10e-15	(A)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Rs	Series resistance	0	(Ohm)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
N	Ideality	1	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Tt	Transit time	0	(S)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Cj0	Junction capacitance	0	(pF)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Vj	Junction potential	1	(V)	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
M	Grading coef	0.5	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Fc	Forward bias junct parm	0.5	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Kf	Flicker noise coef	0	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	
Af	Flicker noise exponent	1	()	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<None>	

Figura 3.14 Especificaciones del módulo diode

3) Se explicará a continuación la forma de introducir dicho fichero en un componente para que se comporte como tal. Se hace clic en View > Part Selector y aparece la siguiente ventana de la Figura 3.15.

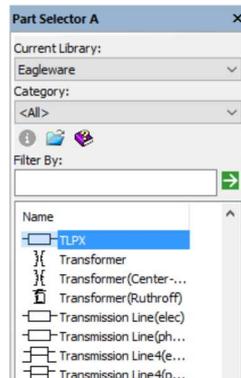


Figura 3.15 Ventana Part Selector A del simulador Keysight Genesys™.

Se cogerá cualquier elemento de los que aparecen presentes, en este caso se ha cogido el componente TLPX y se situará en el esquemático: “diode (Schematic)”. A continuación, se hará clic dos veces con el botón izquierdo sobre el componente y aparecerá la siguiente ventana mostrada en la Figura 3.16.

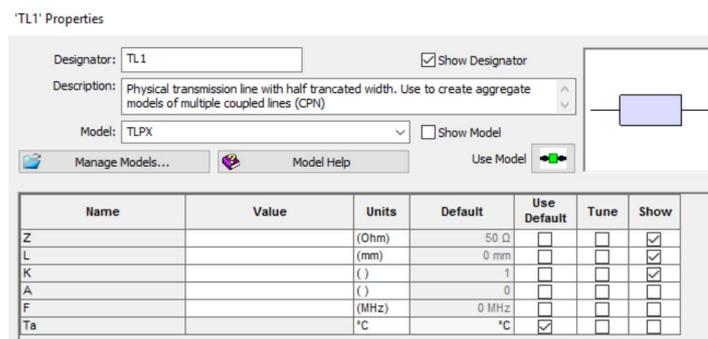


Figura 3.16 Especificaciones del componente TL1.

Se hace clic en: y después en: , a continuación, aparece: . Con cualquiera de estas opciones: “From Library” ó “Enter Model Name” se puede seleccionar el fichero que queremos usar.

- Si se desea pulsar en “From Library”, se debe seleccionar el fichero “diode.va” como muestra la Figura 3.17.

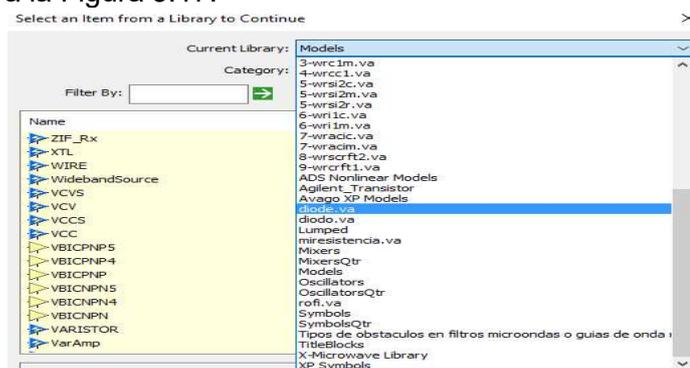


Figura 3.17 Selección del fichero Verilog-A

Se hace clic en y después en “OK”, de esta forma ya se habría añadido el fichero diode@diode.va y el componente “TL1” ya puede comportarse como un diodo. Se pueden comprobar las características del componente observando la Figura 3.18.

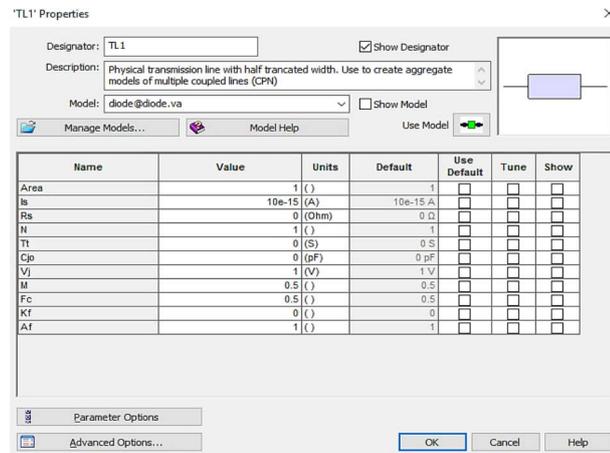


Figura 3.18 Características del componente.

- Si se prefiere pulsar en “Enter Model Name” aparece la siguiente ventana y es aquí donde tendremos que poner el nombre del módulo seguido de un @ y el nombre con el que se ha guardado el fichero, en nuestro caso: “diode@diode.va”

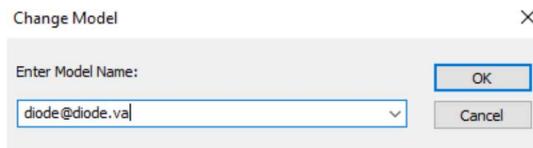


Figura 3.19 Nombre del fichero diode@diode.va.

4) Una vez creado el esquemático: “diode (Schematic)” donde se ha añadido [diode@diode.va](#) sobre el componente TLPX, se pasará a definir “component_diode (Model)” que sería el modelo del diodo.

Se hace clic en la pestaña “View” y en “Workspace Tree” sobre la barra de menú y se observa la siguiente barra de herramientas de la Figura 3.20.

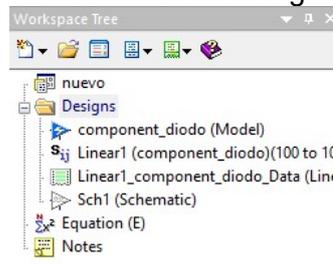


Figura 3.20 Conjunto de esquemáticos definidos en Keysight Genesys™.

Se hace clic con el botón izquierdo sobre: “Designs” > “Add” > “Designs” > “User Model”. Se puede coger cualquier elemento de la librería, en este caso se ha escogido un elemento diferente al diodo (una resistencia) y se añade sobre dicho componente el fichero “diode.va”. Como se puede comprobar en la Figura 3.21 aparece sincronizado dicho módulo con el componente apareciendo Data1{diode@diode.va}.



Figura 3.21 Esquemático de “component_diode (Model)”

5) Una vez que se ha definido “component_diode (Model)”, sobre el esquemático “diode (Schematic)” han sido actualizado automáticamente los nombres de los puertos de entrada y salida que se ha definido previamente en el fichero “diode.va”. En este caso: anode y cathode. Se puede comprobar mirando la Figura 3.22.

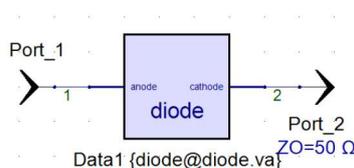


Figura 3.22 Esquemático de “diode(Schematic)”

6) A continuación, se van a definir los diferentes tipos de análisis que tiene incorporados Keysight Genesys™. En la Figura 3.23 se muestran todos los análisis.

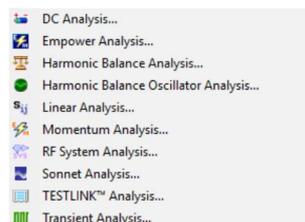
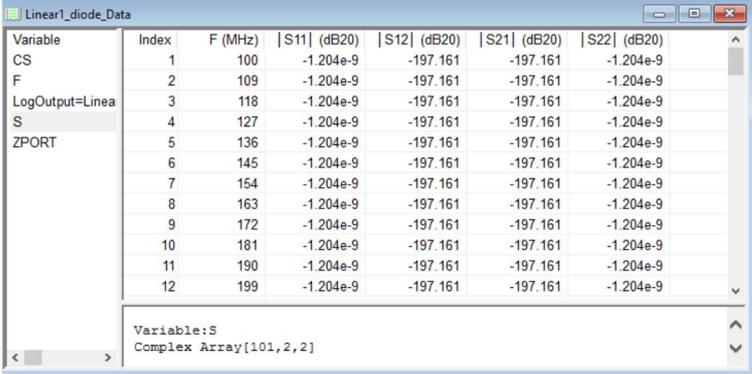


Figura 3.23 Diferentes tipos de análisis en Keysight Genesys™.

- **Análisis en DC:** Determina el punto de funcionamiento DC del circuito.
- **Análisis armónico:** Comprueba el rendimiento del estado estacionario de circuitos no lineales y osciladores con una excelente resolución de frecuencia.
- **Análisis Lineal:** Calcula los parámetros S y parámetros de ruido de un circuito.
- **Análisis Planar en 3D:** Realiza un análisis lineal basado en un diseño utilizando una simulación electromagnética.
- **Análisis del sistema RF:** Realiza un análisis no lineal a nivel de bloque del sistema para determinar si se cumplen todos los requisitos a nivel sistema.
- **Testlink:** Se introducen datos de instrumentos para permitir medidas y compararlas con modelos usados para desarrollar la red que se está simulando.
- **Análisis transitorio:** Calcula la respuesta del circuito utilizando el método de tiempo de SPICE

Para este ejemplo interesa realizar un análisis lineal para estudiar los parámetros S: En concreto S_{11} que indican el coeficiente de reflexión a la entrada con la salida terminada en carga adaptada y S_{21} que es la ganancia con la entrada terminada en carga adaptada. A continuación se ha realizado un análisis en lineal. Se hace clic con el botón derecho sobre: “Designs”> “Add” > “Analyses” > “Linear Analysis” e inmediatamente el simulador ha creado una tabla de valores de parámetros S:

“Workspace Tree” S_{ij} Linear1 (Design1)(100 to 1000) . Este análisis ha sido definido para una frecuencia Start de 100 MHz y frecuencia Stop de 1000 MHz dándose 101 puntos. Se simula pulsando sobre el botón  y después haciendo clic sobre: Run All Out-of-Date (*) Analyses creándose así: Linear1_Design1_Data (Linear1) , fichero donde se han guardado los parámetros S para distintas frecuencias hasta llegar a 101 puntos como se puede observar en la figura 3.24.



Variable	Index	F (MHz)	S11 (dB20)	S12 (dB20)	S21 (dB20)	S22 (dB20)
CS	1	100	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
F	2	109	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
LogOutput=Linea	3	118	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
S	4	127	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
ZPORT	5	136	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	6	145	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	7	154	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	8	163	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	9	172	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	10	181	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	11	190	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9
	12	199	-1.204e-9	-197.161	-197.161	-1.204e-9

Variable: S
Complex Array[101,2,2]

Figura 3.24 Simulación lineal del fichero “diode@diode.va”

Al simular no aparece ningún tipo de Warning. En la Figura 3.25 se han representado todos los valores de los parámetros S_{11} y S_{21} en un rango determinado de frecuencia, en concreto de 100MHz a 1000 MHz. Estos valores representados son el resultado de hacer: $20\log_{10}|S_{11}|$ y $20\log_{10}|S_{21}|$.

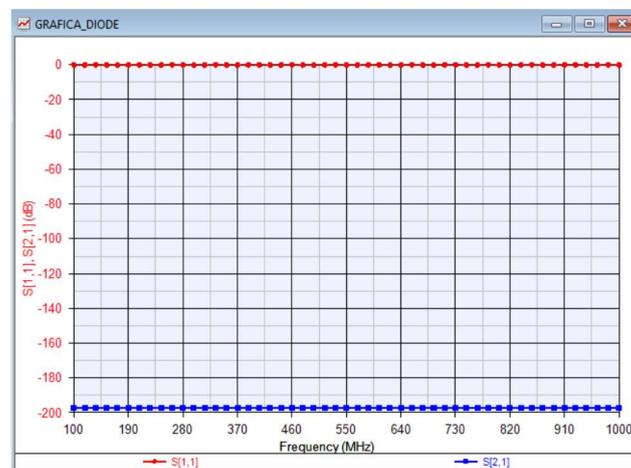


Figura 3.26 Parámetro S_{11} y S_{21} del módulo “diode@diode.va”

7) Para comprobar que funciona se hará lo mismo con otro módulo Verilog-A para mostrar que sigue funcionando con otro tipo de fichero, por ejemplo, hemos programado una resistencia cuyo fichero se denomina resis@resis.va y cuyo módulo es:

```

`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module resis(n1,n2);

    inout n1,n2;
    electrical n1,n2;

    parameter real r=50 from (0:inf);

    analog begin

        V(n1,n2) <+ r*I(n1,n2);

    end
endmodule

```

Se realizan los mismos pasos anteriormente seguidos y se obtiene el siguiente componente  `component_resis (Model)` y el esquemático  `resis (Schematic)` mostrado en la Figura 3.27:

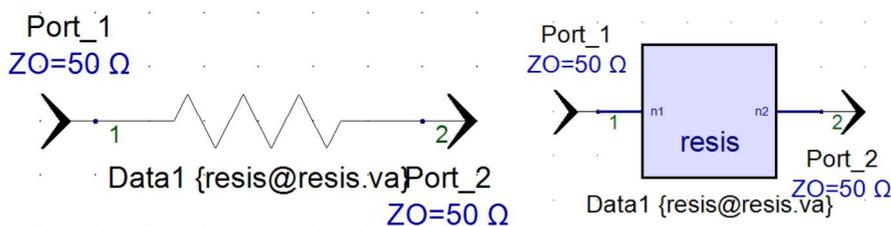


Figura 3.27 Esquemáticos “`component_resis (Model)`” y “`resis (Schematic)`”

Al simular el esquemático se ha producido el siguiente Warning de la Figura 3.28:

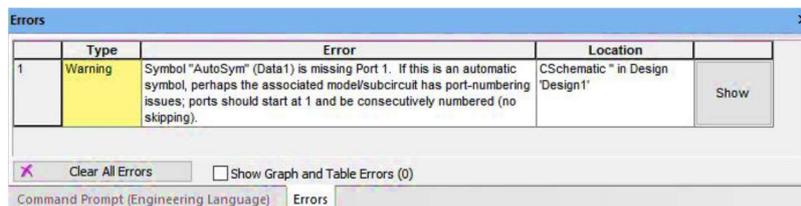


Figura 3.28 Posible Warning al simular.

Este Warning indica que al ser un símbolo “automático” o generado por el usuario, no se encuentra el puerto 1, quizá porque el modelo tiene problemas con los puertos de numeración, los puertos deben comenzar en 1 y estar numerados consecutivamente. Pero como podemos observar en la Figura 3.29, los puertos están bien numerados y no hay ningún problema, por tanto, este Warning no afecta a la hora de continuar con la simulación. A continuación, se realiza el análisis en lineal mostrado en la Figura 53 y se ha representado en la 3.30 todos los valores de los parámetros S_{11} y S_{21} para un rango de frecuencia de 100 MHz a 1000MHz. Estos valores representados son el resultado de hacer: $20\log_{10}|S_{11}|$ y $20\log_{10}|S_{21}|$.

Variable	Index	F (MHz)	S11 (dB20)	S12 (dB20)	S21 (dB20)	S22 (dB20)
CIS	1	100	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
F	2	102.306	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
LogOutput=Linear Ana...	3	104.665	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
S	4	107.079	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
ZPORT	5	109.548	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	6	112.074	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	7	114.608	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	8	117.302	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	9	120.007	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	10	122.775	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	11	125.606	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	12	128.502	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	13	131.466	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	14	134.497	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	15	137.599	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	16	140.772	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542
	17	144.018	-9.542	-3.522	-3.522	-9.542

Figura 3.29 Simulación lineal del fichero “`resis@resis.va`”

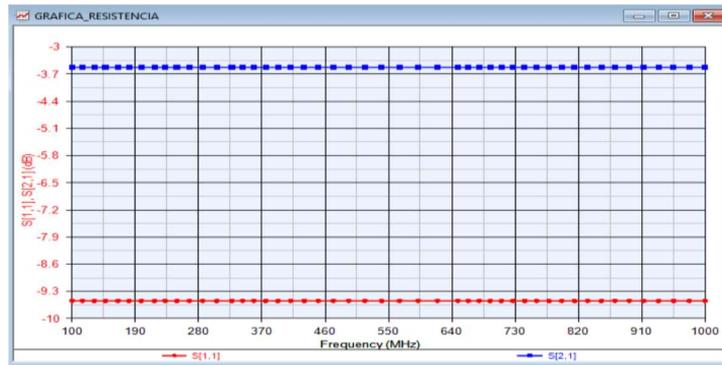


Figura 3.30 Parâmetro S_{11} e S_{21} del módulo "diode@diode.va"

Capítulo 4

4.1 Biblioteca de obstáculos en guía de onda rectangular

4.1.1 Introducción

En el presente capítulo se cumplirá uno de los objetivos propuestos de este trabajo. Actualmente, los simuladores como Keysight Genesys™, Advanced Design System y otros muchos más no disponen de modelos de obstáculos de guía de onda que puedan facilitar el diseño de filtros de microondas en guía de onda rectangular, teniendo el usuario que programar cada obstáculo que desee estudiar e introducirlo en la biblioteca del simulador. Aunque esta tarea no es complicada para el usuario, requiere un tiempo innecesario de programación e incorporación de fórmulas cuando posiblemente dicho fichero podría estar ya programado por otro usuario y no está disponible en el simulador.

Nuestro objetivo es el de facilitar al diseñador esta tarea, de manera que se ha recopilado la librería de obstáculos de proyectos de fin de carrera anteriores [4], [7] y [12] formando un conjunto de 88 tipos de obstáculos que han sido incorporados a una nueva biblioteca del simulador Keysight Genesys™ en su versión más reciente. Esta biblioteca recibirá el nombre de: “Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular” como se muestra en la Figura 4.1. Estos ficheros Verilog-A modelan el comportamiento de diferentes tipos de obstáculos mediante las aproximaciones definidas por Rizzi [13], Marcuvitz [2] y Collin [15].

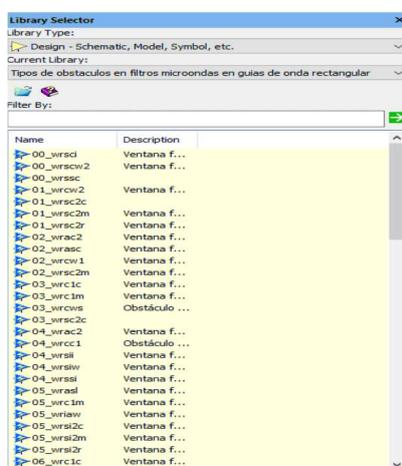


Figura 4.1 Biblioteca “Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular”

El motivo por el que se ha vuelto a crear esta biblioteca ha sido porque dichos obstáculos funcionaban correctamente en una versión del simulador más antigua, Genesys 2009.04, pero en la nueva versión, Genesys 2015.08, no se añaden correctamente, se produce un error por lo que ha sido necesario volver a cargar de nuevo dichos ficheros Verilog-A e introducirlos en otra biblioteca diferente. En este caso no hemos tenido que volver hacer esta operación dado que en trabajos anteriores [19] ya se ha hecho de manera satisfactoria. El usuario podrá añadir dicha biblioteca a cualquier simulador compatible con Verilog-A y trabajar sobre los ficheros sin necesidad de volver a crearlos. Para la incorporación de estos ficheros en el simulador se deben incluir en las carpetas “My Models” y “My workspaces” en la carpeta “Mis documentos”. Automáticamente en el simulador aparecerá dicha librería y con solo hacer clic en el modelo ya se puede trabajar sobre él.

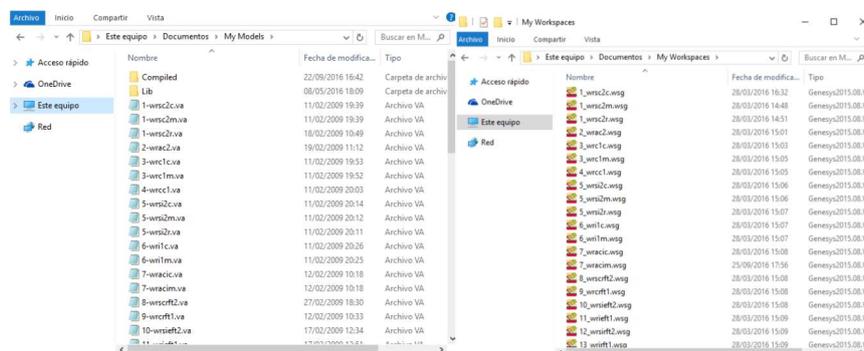


Figura 4.2 Carpetas “My models” y “My workspace” de Keysight Genesys™

La nomenclatura de estos ficheros Verilog-A sigue la metodología utilizada en los proyectos de fin de carrera [4], [7] y [12]. Esta nomenclatura intenta dar toda la información posible acerca del fichero para que el usuario sepa de qué obstáculo se trata sin necesidad de abrir cada fichero, el usuario solamente debe conocer dicha nomenclatura que es la siguiente:

- 1) Primeras dos letras del fichero .va: Estas dos letras siempre comienzan por: “wr” (waveguide rectangular) que definen que es una guía de onda de tipo rectangular.
- 2) Segunda letra del fichero .va: Esta letra indica de cuántas partes consta un obstáculo. Si el obstáculo consta de 2 partes se define como “s” si el obstáculo es simétrico con respecto al origen o “a” si es asimétrico con respecto al origen.
- 3) Tercera letra del fichero .va: Esta letra indica si el obstáculo es capacitivo o inductivo utilizando la letra “c” o “i” y a continuación se indicará el número de obstáculos que hay con un número.
- 4) Cuarta letra: Cuando se definen obstáculos con grosor finito se escribe: “ft” y cuando son postes escribimos: “p”. Si es un obstáculo rectangular se escribe “r”, si es elíptico se escribe “e”, si es dieléctrico “d” y si está centrado con “c”.
- 5) Última letra del fichero .va: Puede que un fichero haya sido definido por un autor diferente con diferentes ecuaciones, por tanto, la segunda letra de este fichero será: “i” si se ha definido por el autor Rizzi, “m” si se ha definido por

Marcuvitz y “c” si se ha definido por Collin. Si el fichero no se ha definido con ninguno de estos autores, no se rellenará esta última letra.

4.1.2 Simulación de obstáculos en guía de onda rectangular

Estos obstáculos se han definido sobre guías de onda rectangulares WR-75. Siendo común para todos ellos las dimensiones de la guía $a=19.05$ mm. y $b=9.525$ mm., la frecuencia de trabajo a 11.3 GHz y el material que rellena la guía (el aire) con constante dieléctrica: $\epsilon_r=1$. Además, en cada módulo se ha definido para $\eta = 120\pi$ y $c = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{sg}$:

$$\text{Impedancia característica de la guía: } Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

$$\text{Longitud de onda de la guía: } \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$$

$$\text{Número de onda: } k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\text{Longitud de onda: } \lambda = \frac{c}{f}$$

Como se ha explicado en el Capítulo 1, la principal razón por la que se asocia un circuito equivalente a un sistema es porque por lo general es mucho más fácil que resolver las ecuaciones de Maxwell. Se suelen representar estos circuitos equivalentes en T o en π . Rizzi [13], Marcuvitz [2] y Collin [15] han modelado el comportamiento de diferentes tipos de obstáculos mediante expresiones matemáticas expresando para cada obstáculo un circuito equivalente.

Todos estos ficheros siguen siempre la estructura esquemática de la Figura 4.3.

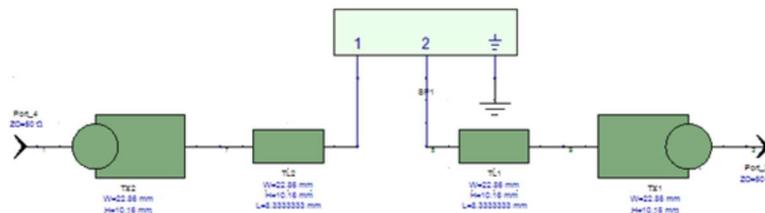


Figura 4.3 Esquemático para simular los obstáculos.

A continuación, se va a definir las características de cada uno de los componentes y donde se pueden localizar en el simulador.

1) Transición coaxial-guía o WAD (waveguide-to-TEM adapter): Se requiere un dispositivo que permita efectuar el cambio del modo de propagación TEM que predomina en el cable coaxial al modo TE_{10} que predomina en la guía

rectangular. Estos dispositivos se denominan transición coaxial-guía. Esta transición no solo realiza el cambio de propagación, sino que se encarga de adaptar las impedancias entre dos medios con impedancias características diferentes, el cable coaxial cuya impedancia suele ser 50Ω y la guía de onda rectangular cuya impedancia característica es superior a la del cable coaxial.

En la Figura 4.4 se muestra un diseño real de lo que sería una transición coaxial-guía frente a dicho componente en el simulador.

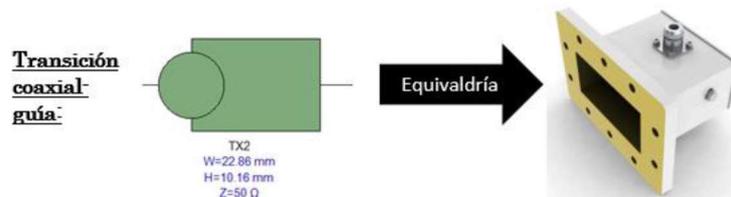


Figura 4.4 Transición coaxial-guía

Este modelo se encuentra haciendo clic sobre: “View” > ”Part Selector” y sobre la pestaña: “Current Library” se selecciona: “Eagleware” y sobre la pestaña: “Category” se selecciona: “Wave”. A continuación, se muestra en la Figura 4.5 la localización de la transición coaxial-guía en el simulador.

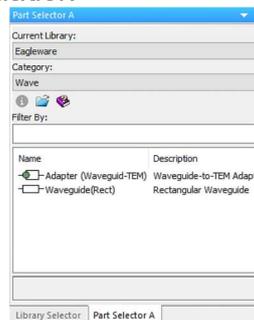


Figura 4.5 Localización de transición coaxial-guía en Keysight Genesys™.

Se hace clic con el botón izquierdo dos veces sobre dicho componente para modificar los parámetros de la transición coaxial-guía como muestra la Figura 4.6:

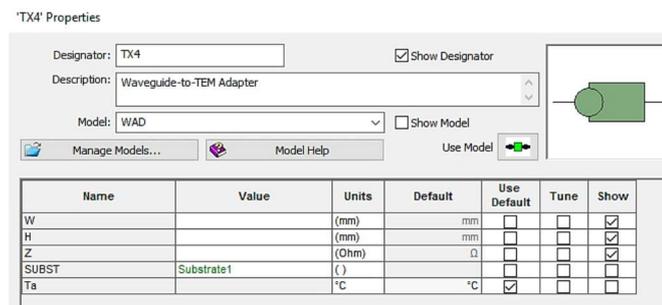


Figura 4.6 Ventana de propiedades de la transición coaxial-guía.

Los parámetros que definen a la transición coaxial guía son:

- W: Anchura de la transición coaxial guía que debe de ser de igual dimensión que la guía rectangular, para los obstáculos definidos por los trabajos de fin de

carrera [4], [7] y [12] se ha empleado guía de onda rectangular WR-75 por tanto $W=19.05$ mm.

- H: Altura de la guía rectangular, para WR-75 toma el valor $H=9.525$ mm.
- Z: Impedancia del cable coaxial, suele ser 50Ω .
- Ta: Temperatura ambiente, se ha utilizado la que viene por defecto con el componente.
- SUBST: Substrato con el que se rellena la guía, en este caso el aire.

Para adjuntar el substrato que rellena la guía al esquemático se hace clic en “Designs” > “Add” > “Substrate” y a continuación se definen los parámetros de la Figura 4.7:

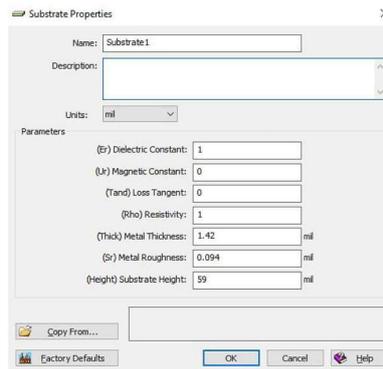


Figura 4.7 Parámetros del substrato Aire.

2) Tramo de guía de onda rectangular: Este componente indica cada tramo de guía de onda rectangular del que está formado el filtro. Es decir, si se observa la Figura 4.8, el tramo de guía de onda en ese caso sería $L=15.646$ mm.

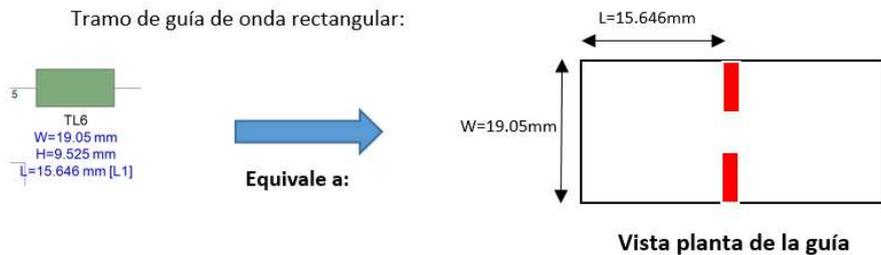


Figura 4.8 Ejemplo del primer tramo en guía de onda rectangular

Se hace clic con el botón izquierdo dos veces sobre dicho componente para modificar los parámetros de la transición coaxial-guía como muestra la Figura 4.9:

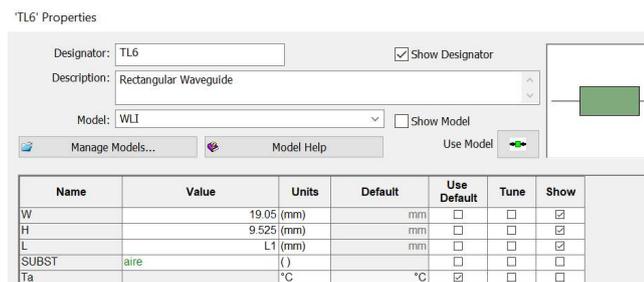


Figura 4.9 Ventana de propiedades de guía de onda.

Los parámetros que definen a la transición coaxial guía son:

- W: Anchura de la transición coaxial guía que debe de ser de igual dimensión que la guía rectangular, para los obstáculos definidos por los trabajos de fin de carrera [4], [7] y [12] se ha empleado guía de onda rectangular WR-75 por tanto $W=19.05$ mm.
- H: Altura de la guía rectangular, para WR-75 toma el valor $H=9.525$ mm.
- L: Longitud de la guía de onda rectangular del que está formado el filtro en mm.
- Ta: Temperatura ambiente, se ha utilizado la que viene por defecto con el componente.
- SUBST: Substrato con el que se rellena la guía, en este caso el aire.

3) Modelado del obstáculo: En este componente se agrega el correspondiente fichero Verilog-A para cada tipo de obstáculo. La representación es la mostrada en la Figura 4.10:

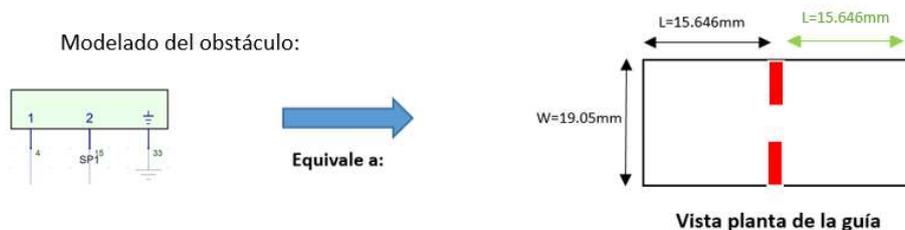


Figura 4.10 Modelado para cada tipo de obstáculo en Keysight Genesys™.

Este modelo se puede encontrar en el simulador Keysight Genesys™ haciendo clic sobre: “View” > “Part Selector” y sobre la pestaña: “Current Library” se selecciona “Eagleware” a continuación, sobre la pestaña: “Category” se selecciona “All”. En la Figura 4.11 se muestra el componente SP de parámetros S.

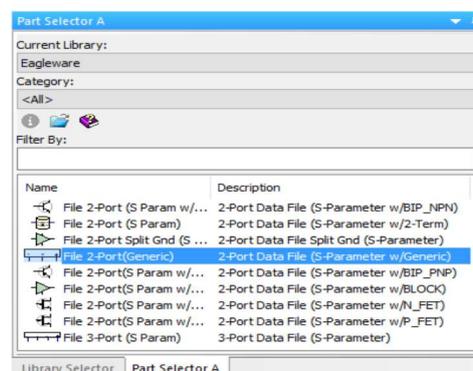


Figura 4.11 Localización del componente SP en Keysight Genesys™.

En la Figura 4.12 se ha hecho clic con el botón izquierdo dos veces sobre dicho componente para observar sus propiedades del componente. Se debe comprobar que

estos parámetros deben ser los mismos que los definidos en cada uno de los ficheros Verilog-A que definen cada obstáculo.

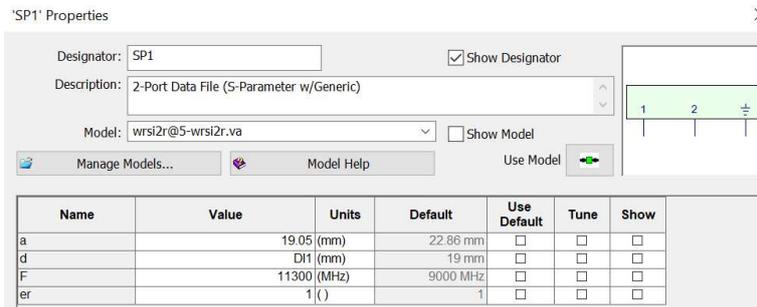


Figura 4.12 Propiedades del componente SP.

Los parámetros que definen el componente SP son:

- a: Anchura de la transición coaxial guía que debe de ser de igual dimensión que la guía rectangular, para los obstáculos definidos por los trabajos de fin de carrera [4], [7] y [12] se ha empleado guía de onda rectangular WR-75 por tanto $a=19.05$ mm.
- d: Longitud de cada obstáculo iris en mm.
- F: Frecuencia a la que trabaja la guía de onda rectangular, para WR-75 se ha empleado 11.3 GHz.
- ϵ_r : Es la constante dieléctrica del material que rellena la guía, en este caso ha sido el aire con: $\epsilon_r=1$.

4) Tramo de guía de onda rectangular: Este componente indica cada tramo de guía de onda rectangular del que está formado el filtro. Es decir, si se observa la Figura 4.13, el tramo de guía de onda en ese caso sería $L_2=15.646$ mm. Los parámetros son los mismos que el otro tramo de guía de onda rectangular.

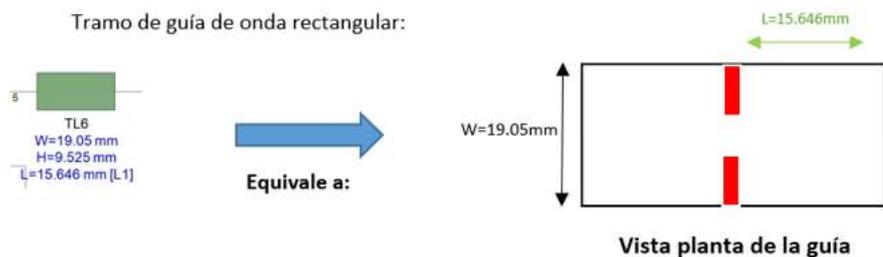


Figura 4.13 Ejemplo del segundo tramo en guía de onda rectangular

Los demás parámetros son iguales que en el primer tramo.

Capítulo 5

5.1 Modelado de obstáculos de tipo iris mediante expresiones de Marcuvitz [2]

5.1.1 Introducción

Este capítulo tratará de abordar el segundo objetivo que presenta este trabajo. En la actualidad surge la necesidad de encontrar un simulador que permita simular filtros en un tiempo computacional reducido en comparación con los simuladores electromagnéticos. Mediante los simuladores de parámetros S se puede conseguir, para un gran número de obstáculos, circuitos equivalentes que permiten simular dichos filtros.

Nuestro objetivo será validar un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos de iris en guía de onda rectangular que permita diseñar filtros utilizando un simulador de menor coste computacional. Utilizaremos las aproximaciones de Marcuvitz [2]. Estas aproximaciones se introducirán a un fichero Verilog-A de manera que al realizar la simulación de un determinado número de obstáculos de iris se tendrá de forma aproximada la respuesta de un filtro microondas de iris. Se podrá modelar un filtro en guía de onda rectangular del orden que queramos y de las dimensiones que deseemos.

Para validación de la aproximación circuital propuesta por Marcuvitz [2] se dispone de medidas y simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de iris. Algunos de ellos, han sido construidos y medidos en anteriores trabajos en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria [18].

- Filtro 1: Filtro de 5 secciones simétrico de grosor nulo de iris con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 12.3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11.27 GHz y 11.65 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Disponemos de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

- Filtro 2: Filtro de 5 secciones asimétrico de grosor nulo de iris con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11,3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11,27 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Disponemos de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

- Filtro 3: Filtro de 5 secciones simétrico de grosor finito de iris con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11,3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11,27 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Disponemos de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

- Filtro 4: Filtro de 5 secciones asimétrico de grosor finito de iris con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11,3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11,27 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Disponemos de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

- Filtro 5: Filtro de 5 secciones simétrico de grosor nulo de iris con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 2.8 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 2.8 GHz y 3.2 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-340. No disponemos de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

Para evaluar la aproximación circuital se comparará la misma frente a filtros prototipo disponibles gracias a la herramienta Keysight Genesys™, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas.

5.1.2 Circuito equivalente de iris

Para realizar la validación de las aproximaciones de este trabajo se han empleado las aproximaciones matemáticas que propusieron Marcuvitz y Rizzi [2] y [13]. Estos autores presentaron determinadas fórmulas de interpolación para iris con un obstáculo (asimétrico) y con doble obstáculo (simétrico) para un amplio rango de grosor de iris, posición y frecuencia. Los resultados que obtuvieron estos autores describen un nuevo circuito equivalente de iris en guía de onda rectangular, válido para muchas configuraciones de iris. Los iris suelen ser utilizados como acoplamiento entre cavidades de media longitud de onda en guías rectangulares para realizar filtros paso banda. Los más utilizados son la guía formada por un único iris y por iris simétrico.

Marcuvitz explica los cuatro circuitos equivalentes que existen en la actualidad para modelar obstáculos con grosor nulo y finito, tanto para simétrico como asimétrico. En la Figura 5.1 se muestra el circuito equivalente para un obstáculo de grosor nulo simétrico.

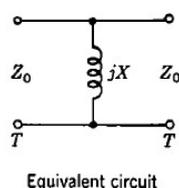


Figura 5.1. Circuito equivalente obstáculo de grosor nulo simétrico y asimétrico.

En la Figura 5.2 se muestra el circuito equivalente para un obstáculo de grosor finito simétrico.

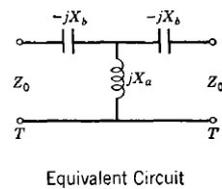


Figura 5.2. Circuito equivalente obstáculo de grosor finito simétrico y asimétrico.

Dicho autor del artículo ha definido para los circuitos equivalentes expresiones válidas tanto para un solo iris asimétrico como para iris simétrico y para grosores nulos y finitos. Ahora mostraremos esas expresiones matemáticas.

1-Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de iris simétrico grosor nulo: este fichero Verilog-A se ha nombrado como: **“wrsi2m.va”**

Parámetros característicos:

a = anchura de la guía [mm]

b = altura de la guía [mm]

d = anchura de la ventana [mm] → d = (0: a) exceptuando (0.5a : 0.6a)

dx = anchura de los obstáculos [mm]

$$L = \frac{x}{2\pi f}$$

$$x = \frac{Z_0 a}{\lambda_g} \tan^2 \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \right] \quad \text{si } d \leq 0.5a$$

$$x = \frac{Z_0 a}{\lambda_g} \cot^2 \left(\frac{\pi dx}{a} \right) \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{\pi dx}{\lambda} \right)^2 \right] \quad \text{si } dx \leq 0.2a$$

2-Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de iris asimétrico grosor nulo: este fichero Verilog-A se ha nombrado como: **“wri1m.va”**

Parámetros característicos:

a = anchura de la guía [mm]

b = altura de la guía [mm]

d = anchura de la ventana [mm] → d = (0: a) exceptuando (0.5a : 0.6a)

$$L = \frac{x}{2\pi f}$$

$$\alpha = \text{sen} \left(\frac{\pi d}{2a} \right) \quad \beta = \text{cos} \left(\frac{\pi d}{2a} \right)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2}} - 1$$

$$x = \frac{Z_0 a}{\lambda_g} \frac{\tan^2\left(\frac{\pi d}{a}\right)}{1 + \csc^2\left(\frac{\pi d}{2a}\right)} \left(1 + \frac{8\alpha^4 \beta^2 Q}{1 + \alpha^2 + \beta^6(\beta^4 + 6\alpha^2)Q} + 2\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \left(1 - 2\frac{\alpha^2 + 2\beta^2 \ln \beta}{\alpha^4(1 + \alpha^2)} - \frac{2\alpha^4 \beta^2}{1 + \alpha^2} \right) \right)$$

3-Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de iris simétrico grosor finito: este fichero Verilog-A se ha nombrado como: **“wrsirft2.va”**

Parámetros característicos:

a = anchura de la guía [mm]

b = altura de la guía [mm]

d = anchura de la ventana [mm]

l = grosor de ambos obstáculos [mm] → $l \leq 0.5dx$

dx = suma de la anchura de ambos obstáculos [mm]

$$L = \frac{xa}{2\pi f}$$

$$c1 = \frac{1}{2\pi f \cdot xb}$$

$$xa = \frac{2a \cdot Z_0}{\lambda_g} \left(\frac{a}{\pi D2}\right)^2$$

$$xb = \frac{a \cdot Z_0}{8\lambda_g} \left(\frac{\pi D1}{a}\right)^4$$

$$D1 = \sqrt[4]{\frac{4l \cdot dx^2}{3\pi}} \leq 0.2a$$

$$D2 = \frac{dx}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{l}{\pi dx} \ln\left(\frac{4\pi \cdot dx}{e \cdot l}\right) \right) < 0.2a$$

4-Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de iris asimétrico grosor finito: este fichero Verilog-A se ha nombrado como: **“wrirft1.va”**

Parámetros característicos:

a = anchura de la guía [mm]

b = altura de la guía [mm]

d = anchura de la ventana formada [mm]

l = grosor del obstáculo [mm] → $l < 0.5dx$

dx = anchura del obstáculo [mm]

$$L = \frac{xa}{2\pi f}$$

$$c1 = \frac{1}{2\pi f \cdot xb}$$

$$xa = \frac{4a \cdot Z_0}{\lambda_g} \left(\frac{a}{\pi D2}\right)^2$$

$$xb = \frac{a \cdot Z_0}{16\lambda_g} \left(\frac{\pi D1}{a}\right)^4$$

$$D1 = \sqrt[4]{\frac{l \cdot dx(1 + dx)^2}{2}} \leq 0.2a \quad D2 = \sqrt[4]{\frac{dx(1 + dx)^2}{2}} < 0.2a$$

5.1.3 Ficheros Verilog-A para obstáculos de iris.

A continuación, se han introducido las expresiones matemáticas en los cuatro ficheros diferentes, en el fichero "wrsi2m.va" las expresiones matemáticas corresponden al obstáculo de iris simétrico de grosor nulo, en el fichero "wri1m.va" las expresiones matemáticas corresponden al obstáculo de iris asimétrico de grosor nulo, en el fichero "wrsirft2.va" las expresiones matemáticas corresponden al obstáculo de iris simétrico de grosor finito y en el fichero "wirft1.va" las expresiones matemáticas corresponden al obstáculo de iris asimétrico de grosor finito.

A continuación, se indica la manera en la que se han creado los ficheros.

Fichero wrsi2m.va:

a) Definición de librerías: En esta parte se definen las librerías pertinentes para que funcione el módulo:

```
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"
```

b) Declaración del módulo: En esta parte se ha definido:

- El módulo indicando entre paréntesis los nudos de entrada y salida mediante: *module wrsi2m (n1, n2, n3).*
- Los nudos de entrada y de salida del circuito equivalente mediante: "*inout n1, n2, n3*".
- Los nudos n1, n2, n3, y son de tipo electrical por tanto: *electrical n1, n2, n3, y.*
- Se definen todos los parámetros de la guía de onda: a (anchura de la guía en m), b (altura de la guía en m), d (anchura de la ventana obtenida en m), f (frecuencia de trabajo), ϵ_r (constante dieléctrica relativa del sustrato).

c) Descripción del comportamiento del módulo: El bloque analógico dará lugar a todas las ecuaciones que modelan el circuito equivalente del obstáculo de iris simétrico de grosor nulo definido por Marcuvitz [2]. A continuación, se definen las leyes de Ohm para cada rama del circuito equivalente como muestra la Figura 5.3.

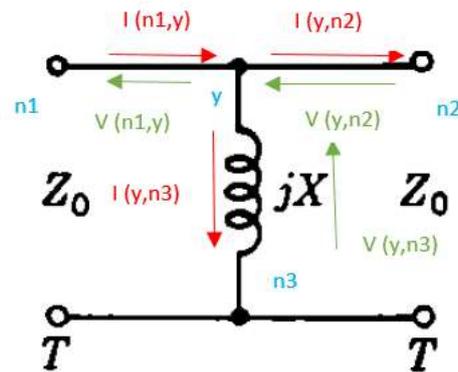


Figura 5.3. Circuito equivalente obstáculo de grosor nulo simétrico y asimétrico.

Si se define la tensión que hay en cada rama del circuito se tienen las siguientes leyes de Ohm:

$$\begin{aligned} V(n1,y) &<+ r * I(n1,y) ; \\ V(y,n2) &<+ r * I(y,n2) ; \\ V(y,n3) &<+ Le * ddt(I(y,n3)); \end{aligned}$$

En la Figura 5.4 se muestra el fichero Verilog-A “wrsi2m.va” del obstáculo de iris simétrico de grosor nulo en guía de onda rectangular WR-75 mediante las aproximaciones de Marcuvitz.

```
//WRSI2M -Ventana formada por dos obstáculos inductivos simétricos en guía rectangular (Marcuvitz)-
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module wrsi2m(n1,n2,n3);

  inout n1,n2,n3;
  electrical n1,n2,n3,y;

  parameter real a=0.02286    from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
  parameter real d=0.001     from (0:a) exclude (0.5*a:0.6*a); //anchura de la ventana obtenida [m]
  parameter real F=9e9       from (0:inf]; //frecuencia [hz]
  parameter real er=1        from (0:inf]; //constante dieléctrica relativa
  real PI,x,dx,lambda,lambda_dag,z0,L,r;

  analog begin

    PI=3.1416;
    lambda=3e8/F;
    z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    dx=(a-d)/2;
    r=0;
    lambda_dag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));

    if (dx<0.2*a) begin
      x=z0*a/lambda_dag*pow(1/tan(PI*dx/a),2)*(1+2/3*pow(PI*dx/lambda,2));
    end
    else
      x=z0*a/lambda_dag*pow(tan(PI*d/(2*a)),2)*(1+1/6*pow(PI*d/lambda,2));

    L=x/(2*PI*F);

    V(n1,y) <+ r * I(n1,y);
    V(y,n2) <+ r * I(y,n2);
    V(y,n3) <+ L * ddt(I(y,n3));

  end
endmodule
```

Figura 5.4. Fichero Verilog-A “wrsi2m.va” en guía de onda WR-75.

En la Figura 5.5 se muestra el fichero Verilog-A “*wrsi2r.va*” del obstáculo de iris simétrico de grosor nulo en guía de onda rectangular WR-75 mediante las aproximaciones de Rizzi.

```

//WRSI2R -Ventana formada por dos obstáculos inductivos simétricos en guía rectangular (Rizzi)-
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module wrsi2r(n1,n2,n3);

    inout n1,n2,n3;
    electrical n1,n2,n3,y;

    parameter real a=0.02286    from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
    parameter real d=0.019     from (0:a);          //anchura de la ventana formada [m]
    parameter real F=9e9       from (0:inf];        //frecuencia [hz]
    parameter real er=1        from (0:inf];        //constante dieléctrica relativa
    real PI,B,lambda,lambdag,z0,L,r;

    analog begin

        PI=3.1416;
        lambda=3e8/F;
        z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
        r=0;
        lambdag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
        B=lambdag/(z0*a)*pow(1/tan(d*PI/(2*a)),2);
        L=1/(2*PI*F*B);

        V(n1,y) <+ r * I(n1,y);
        V(y,n2) <+ r * I(y,n2);
        V(y,n3) <+ L * ddt(I(y,n3));

    end
endmodule

```

Figura 5.5. Fichero Verilog-A “*wrsi2r.va*” en guía de onda WR-75.

Fichero *wri1m.va*:

El fichero “*wri1m.va*” se ha creado de la misma manera que el fichero “*wrsi2m.va*” lo único que cambia son las expresiones matemáticas que modelan un obstáculo iris asimétrico de grosor nulo. En la Figura 5.6 se muestra el fichero Verilog-A “*wri1m.va*” del obstáculo de iris asimétrico de grosor nulo en guía de onda rectangular WR-75.

```
//WRI1M -Ventana formada por un obstáculo inductivo en guía rectangular (Marcuvitz)-
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module wri1m(n1,n2,n3);

  inout n1,n2,n3;
  electrical n1,n2,n3,y;

  parameter real a=0.02286    from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
  parameter real d=0.015     from (0:a);           //anchura de la ventana [m]
  parameter real er=1        from (0:inf);         //constante dieléctrica relativa
  parameter real F=9e9       from (0:inf);         //frecuencia [hz]
  real at, bt, q, op1, op2, x, PI, L, r, z0, lambda, lambda_dag;

  analog begin

    PI=3.1416;
    lambda=3e8/(F*sqrt(er));
    lambda_dag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    r=0;
    z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    at=sin(PI*d/(2*a));
    bt=cos(PI*d/(2*a));
    q=1/sqrt(1-pow(a/lambda,2))-1;
    op1=1+8*pow(at,4)*pow(bt,2)*q/(1+pow(at,2)+(pow(bt,4)+6*pow(at,2))*q*pow(bt,6));
    op2=2*pow(a/lambda,2)*(1-2*(pow(at,2)+2*pow(bt,2)*ln(bt))/(pow(at,4)*(1+pow(at,2)))-(2*pow(at,4)*pow(bt,2))/(1+pow(at,2)));
    x=z0*a/lambda_dag*pow(tan(d*PI/(2*a)),2)/(1+pow(1/sin(d*PI/(2*a)),2))*(op1+op2);
    L=x/(2*PI*F);

    V(n1,y) <+ r * I(n1,y);
    V(y,n2) <+ r * I(y,n2);
    V(y,n3) <+ L * ddt(I(y,n3));

  end
endmodule
```

Figura 5.6. Fichero Verilog-A “wri2m.va” en guía de onda WR-75.

Fichero wrsirft2.va:

El fichero “wrsirft2.va” se ha creado de la misma manera que el fichero “wrsi2m.va” lo único que cambia son las expresiones matemáticas que modelan un obstáculo iris simétrico de grosor finito. En la Figura 5.7 se muestra el fichero Verilog-A “wrsirft2.va” del obstáculo de iris simétrico de grosor finito en guía de onda rectangular WR-75.

```
//WRSIRFT2 -Ventana formada por dos obstáculos rectangulares inductivos de láminas delgadas en guía rectangular-
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module wrsirft2(n1,n2,n3);

  inout n1,n2,n3;
  electrical n1,n2,n3,y;

  parameter real a=0.01905    from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
  parameter real dx=0.008    from (0:a);           //suma de la anchura de ambos obstáculos [m]
  parameter real l=0.0012    from (0:dx/2);        //grosor de los obstáculos [m]
  parameter real F=9e9       from (0:inf);         //frecuencia [hz]
  parameter real er=1        from (0:inf);         //constante dieléctrica relativa
  real xa,xb,c1,l1,PI,z0,lambda,lambda_dag;

  analog begin

    PI=3.1416;
    lambda=3e8/F;
    lambda_dag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    xa=z0*2*a/lambda_dag*pow(a/(dx/sqrt(2))*(1+1/(PI*dx)*ln(4*PI*dx/(2.71828*1)))*PI,2);
    xb=z0*a/(8*lambda_dag)*pow(PI/a*pow(4/(3*PI)*l*pow(dx,3),0.25),4);
    c1=1/(2*F*PI*xb);
    l1=xa/(2*F*PI);

    I(n1,y) <+ c1 * ddt(V(n1,y));
    I(y,n2) <+ c1 * ddt(V(y,n2));
    V(y,n3) <+ l1 * ddt(I(y,n3));

  end
endmodule
```

Figura 5.7. Fichero Verilog-A “wrsirft2.va” en guía de onda WR-75.

Fichero wrirft1.va:

El fichero “*wrirft1.va*” se ha creado de la misma manera que el fichero “*wrsi2m.va*” lo único que cambia son las expresiones matemáticas que modelan un obstáculo iris asimétrico de grosor finito. En la Figura 5.8 se muestra el fichero Verilog-A “*wrirft1.va*” del obstáculo de iris asimétrico de grosor finito en guía de onda rectangular WR-75.

```
//WRIRFT1 -Ventana formada por un obstáculo rectangular inductivo de láminas delgadas en guía rectangular-
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module wrirft1(n1,n2,n3);

    inout n1,n2,n3;
    electrical n1,n2,n3,y;

    parameter real a=0.02286    from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
    parameter real dx=0.008     from (0:a);          //anchura del obstáculo [m]
    parameter real l=0.0007     from (0:dx/10);      //grosor del obstáculo [m]
    parameter real F=9e9        from (0:inf];        //frecuencia [hz]
    parameter real er=1         from (0:inf];        //constante dieléctrica relativa
    real xa,xb,c1,l1,PI,z0,lambda,lambdag;

    analog begin

        PI=3.1416;
        lambda=3e8/F;
        lambdag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
        z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
        xa=z0*4*a/lambdag*pow(a/(dx/sqrt(2))*(1+1/(PI*dx)*ln(4*PI*dx/(2.71828*1)))*PI),2);
        xb=z0*a/(16*lambdag)*pow(PI/a*pow(4/(3*PI)*1*pow(dx,3),0.25),4);
        c1=1/(2*F*PI*xb);
        l1=xa/(2*F*PI);

        I(n1,y) <+ c1 * ddt(V(n1,y));
        I(y,n2) <+ c1 * ddt(V(y,n2));
        V(y,n3) <+ l1 * ddt(I(y,n3));

    end
endmodule
```

Figura 5.8. Fichero Verilog-A “*wrirft1.va*” en guía de onda WR-75.

5.1.4 Modelado de filtros de iris mediante aproximaciones.

Para validación de la aproximación circuital propuesta por Marcuvitz [2] se dispone de medidas y simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de iris. Algunos de ellos, han sido construidos y medidos en anteriores trabajos en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria [18].

Para evaluar la aproximación circuital se comparará la misma frente a filtros prototipo diseñados mediante la herramienta Keysight Genesys™, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas.

Los pasos que se van a realizar en este trabajo son:

- 1- Mediante la herramienta Keysight Genesys™ se realizará el esquemático de un filtro microondas de iris de las mismas características que el filtro construido.

2- Se realizarán cuatro esquemáticos, en uno de ellos la línea de transmisión para cada tramo de guía de onda no contará con el grosor del iris y en el otro esquemático la línea de transmisión para cada tramo de guía de onda contará con el grosor del iris de manera que al simular dichos esquemáticos en Keysight Genesys™ se podrá representar los parámetros S_{21} y S_{11} de ambos esquemáticos y compararlos con los parámetros S_{21} y S_{11} de la simulación electromagnética realizada mediante el simulador HFSS. De esta forma se podrá saber qué esquemático tiene la respuesta del parámetro S_{21} y S_{11} más próxima a la respuesta del parámetro S_{21} y S_{11} de las medidas realizadas en las simulaciones electromagnéticas.

3- Tanto la respuesta del parámetro S_{21} como el S_{11} de las simulaciones de los filtros utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ tendrán un cierto margen de error con respecto a la respuesta del parámetro S_{21} como el S_{11} de las medidas realizadas en el laboratorio mediante a las simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS por lo que se sugiere realizar la optimización entre ambas medidas, para lograr el mínimo error.

4- Una vez conseguida la optimización final, se comparará la simulación optimizada (realizada utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ y aproximada) frente a medidas en el laboratorio de las simulaciones electromagnéticas y el filtro prototipo (filtro ideal de tipo Chebyshev) mediante la herramienta Keysight Genesys™.

De esta manera, si la optimización presenta resultados precisos surgen dos opciones que deberán ser valoradas en su momento:

- a) Construir físicamente el filtro con el obstáculo escogido y medirlo en el laboratorio para validar la precisión del método utilizado en su diseño.
- b) Efectuar una simulación electromagnética con el simulador EMPro de Keysight del cual disponemos de licencias en el Departamento de Ingeniería de comunicaciones y validar así los resultados.

Una vez efectuadas las comparaciones para filtros diseñados para distintas bandas de frecuencia con diferentes tipos de obstáculos y geometrías de guía podría validarse el método propuesto el cual acortaría en gran manera el diseño de filtros en guía de onda ya que no sería necesario la simulación electromagnética, pero este será objetivos de futuros proyectos fin de carrera.

5.2 FILTRO 1

5.2.1 Diseño del esquemático del Filtro 1

En la Figura 5.9 se muestra el filtro 1 de 5 secciones simétrico con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11.3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 10 GHz y 14 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75.

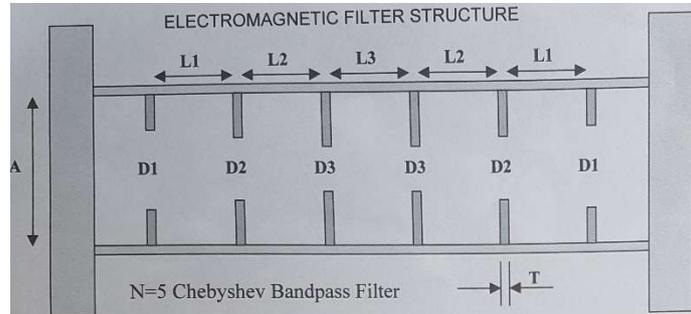


Figura 5.9. Dimensiones del filtro 1.

Lo primero que se hará será obtener las longitudes de los obstáculos tipo iris, las cuales llamaremos $D1, D2, D3, D4, D5, D6$. Realizaremos los cálculos tanto sin tener en cuenta el grosor del iris como teniéndolo para después poder introducir dichos datos en el correspondiente esquemático y saber que simulación realizada mediante Keysight Genesys™ es más aproximada a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes o a las simulaciones electromagnéticas mediante un simulador HFSS. A continuación, se muestra en la Figura 5.10 las dimensiones de $D1$.

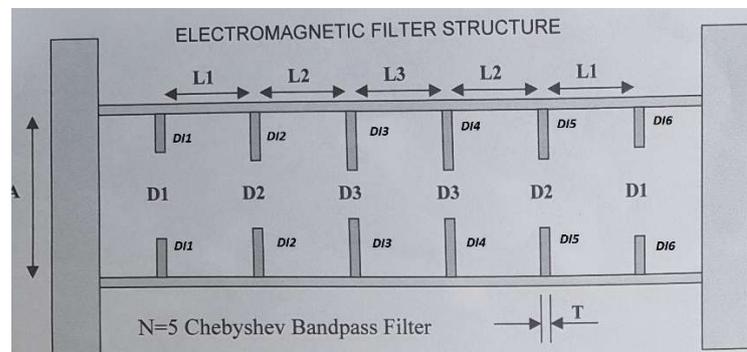


Figura 5.10. Longitudes de los iris $D1$.

Las dimensiones de la guía son las siguientes:

- número de iris=6.
- número de cavidades=5.
- anchura de la guía $A = 19.05 \text{ mm}$.
- altura de la guía $B = \frac{A}{2} = 9.525 \text{ mm}$.
- anchura del iris $T = 0 \text{ mm}$. (ideal)

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

- $D1 = 10.02 \text{ mm}$.
- $D2 = 6.52 \text{ mm}$.
- $D3 = 5.75 \text{ mm}$.

-distancias de línea de transmisión

- $L1 = 14.49 \text{ mm}$.
- $L2 = 16.34 \text{ mm}$.
- $L3 = 16.58 \text{ mm}$.

Para calcular las longitudes de los iris bastaría con restar la anchura de la guía con el tamaño del hueco y dividirlo entre dos dado que al ser tipo iris simétrico tendríamos dos secciones como aparece en las figuras anteriores:

-longitudes de cada tramo de iris:

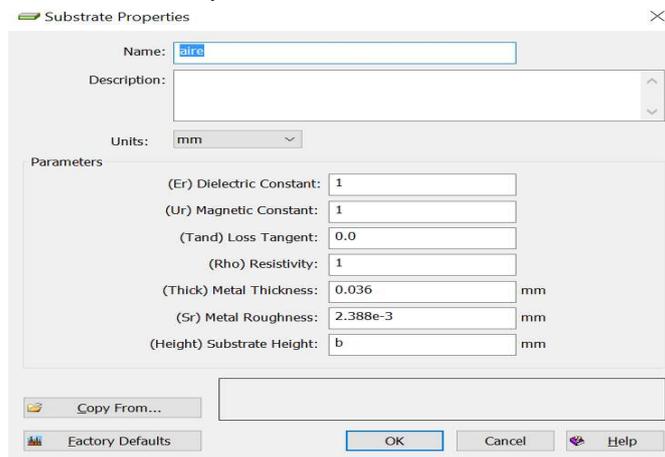
$$DI1 = \frac{A-D1}{2} = \frac{19.05-1.02}{2} = 4.515 \text{ mm.}$$

$$DI2 = \frac{A-D2}{2} = \frac{19.05-6.52}{2} = 6.265 \text{ mm.}$$

$$DI3 = \frac{A-D3}{2} = \frac{19.05-5.75}{2} = 6.65 \text{ mm.}$$

Dada que la geometría de la guía es de carácter simétrico, podemos decir que:
 $L1 = L5; L2 = L4; DI1 = DI6; DI2 = DI5, DI3 = DI4$

Lo segundo será añadir el sustrato 'Aire' al esquemático para que las simulaciones sean lo más reales posibles:



Se ha diseñado el Filtro 1 de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev mediante los componentes que facilita el simulador Keysight Genesys™. Los componentes que se utilizarán han sido descritos en el Capítulo 4. Para modelar un filtro microondas de orden 5 se necesitarán: 2 transiciones coaxial-guía, 7 líneas de transmisión y 6 componentes genéricos SP para introducir el correspondiente fichero Verilog-A. Para el filtro 1 simétrico con el método Rizzi se utilizará el fichero “wrsi2r@5-wrsi2r.va”. En cambio con el método de Marcivitz usaremos el fichero “wrsi2m@5-wrsi2m.va”. Se crea el esquemático.

El Filtro 1 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda. Estas condiciones son válidas tanto para Rizzi como Marcuvitz de iris grosor nulo:

```
parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
parameter real b=0.009525 from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]
parameter real d=0.001 from [0:a] exclude (0.5*a:0.6*a); //anchura de la
ventana obtenida[m]
parameter real F=9e9 from (0:inf); //Frecuencia [Hz]
parameter real er=1 from (0:inf); //Constante dieléctrica relativa
```

Al ser una guía de onda WR-75, la transición coaxial-guía tiene que tener estos parámetros: W (ancho de la guía) = 19.05 mm, H (altura de la guía) = 9.525 mm y una impedancia característica del cable de $Z_0=50 \Omega$. La línea de transmisión tendrá mismos valores: W (19.05 mm) y H (9.525 mm) pero cambiará la longitud de la línea de transmisión L para cada tramo de la guía de onda como muestra la Figura 5.11. La primera línea de transmisión que se ubica entre la transición coaxial-guía y el primer SP1 la hemos diseñado con una longitud $L_0=8\text{mm}$. Lo mismo sucede en el final del circuito.

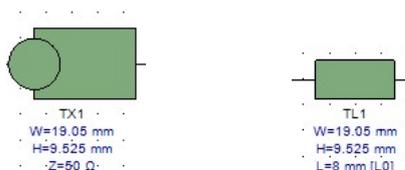


Figura 5.11. Transición coaxial-guía y línea de transmisión.

Ahora que ya tenemos estos dos componentes, continuamos definiendo los parámetros de los componentes SP [2-Port Data File (S-Parameter w/Generic)], Figura 4. Podríamos definirlo manualmente poniendo los valores requeridos pero también se podrían definir creando una hoja de ecuaciones que se sincronizaría directamente con el esquemático. Tan solo plasmando una letra bastaría para no volver a escribir cada valor numérico (por ejemplo la anchura de la guía $a=19.05$), Figura 5.12.

Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
a	19.05 (mm)		22.86 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
d	D1 (mm)		19 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
F	11300 (MHz)		9000 MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
er	1 ()		1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

```

1 a=19.05
2 b=a/2
3 Lc=2*a
4 L0=8
5 L1=?14.49
6 L2=?16.34
7 L3=?16.58|
8 L4=L3
9 L5=L2
10 L6=L1
11 D1=?10.02
12 D2=?6.52
13 D3=?5.75
14 D11=(a-D1)/2
15 D12=(a-D2)/2
16 D13=(a-D3)/2

```

Figura 5.12. Características del componente SP y sistema de ecuaciones.

5.2.2 Primera representación del Filtro 1

Antes de comenzar con la modelación del Filtro 1 de 5 secciones, debemos diseñar un filtro prototipo ideal que usaremos de comparador. Keysight Genesys™ ofrece la posibilidad de utilizar filtros teóricos de tipo Chebyshev, Butterworth, Bessel, etc. aportando además el modelo circuital. Simplemente con hacer clic en: “*Designs*” > “*Add*” > “*Syntheses*” > “*Passive Filter*”. Ahora debemos caracterizar el filtro prototipo entrando en la pestaña “*Settings*”. En la Figura 5.13 se muestran las propiedades de dicho filtro:

Filter Properties	
Topology Settings Defaults G Values Summary	
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11230
High Freq Cutoff (MHz)	11750
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

Figura 5.13. Propiedades del filtro prototipo.

Características del filtro Chebyshev:

- Impedancias de entrada: 50 Ω .
- Frecuencia de corte inferior: 11230 MHz.
- Frecuencia de corte superior: 11750 MHz.
- Orden del filtro: 5.

En la Figura 5.14 se muestra el parámetro S21 y S11 del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™:

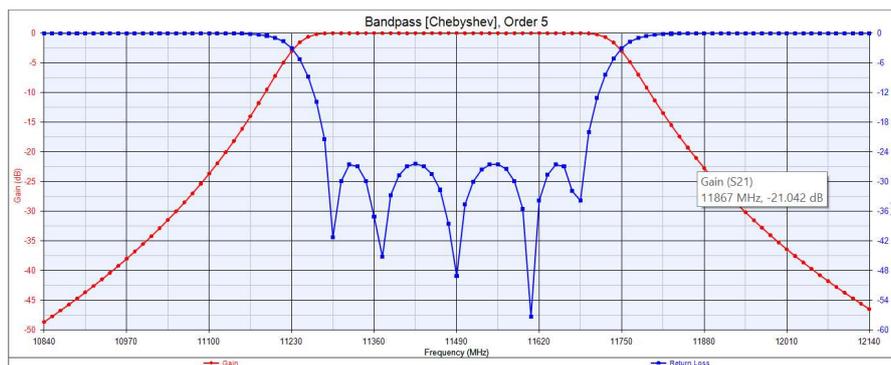


Figura 5.14. Representación del filtro prototipo.

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 5.15.

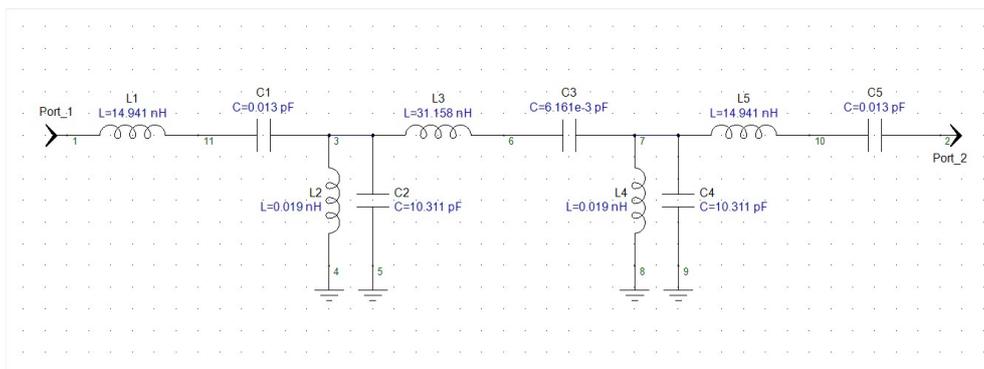


Figura 5.15. Parámetros concentrados del filtro prototipo.

La Figura 5.16 muestra el diseño del esquemático para modelar el Filtro 1 de 5 secciones. Se crearán dos esquemáticos, uno utilizando el método de Rizzi y el otro con el de Marcuvitz. Para definir uno u otro tendremos que buscar en la biblioteca de ficheros los correspondientes para cada caso. En un principio utilizar uno u otro método no debería variar mucho el resultado final. En este proyecto veremos los dos casos con el fin de observar las diferencias:

Rizzi: "wrsi2r@5-wrsi2r.va"

Marcuvitz: "wrsi2m@5-wrsi2m.va"

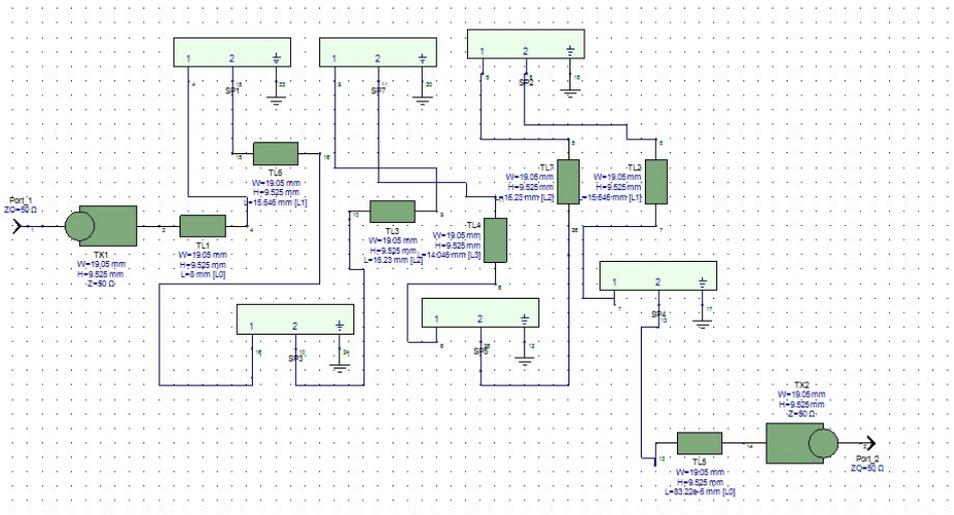


Figura 5.16. Esquemático del filtro 1 de 5 secciones.

5.2.2.1 Representación gráfica del Filtro 1 con método de Rizzi

En la Figura 5.17 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi mediante el simulador Keysight Genesys™ **S21**.
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S21**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S21**.

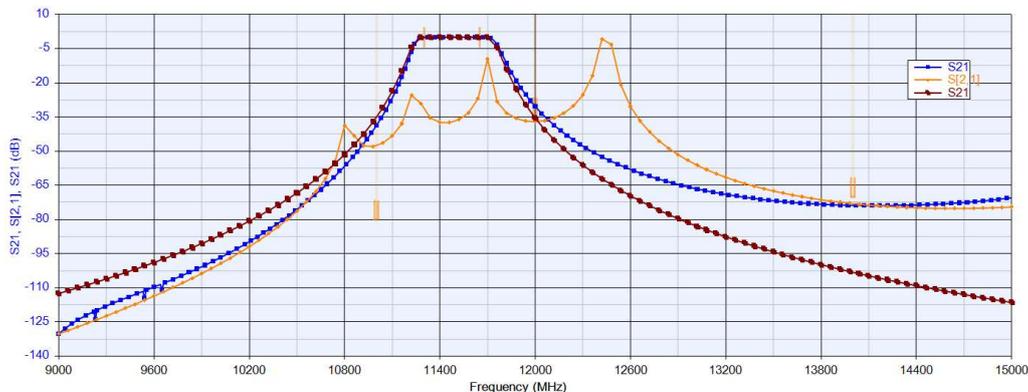


Figura 5.17. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 5.17 se puede decir:

- La respuesta del parámetro **S21**, que corresponde a la simulación electromagnética, encaja de manera aceptable con la gráfica de partida **S21** que es la que utilizaremos previamente para comparar resultados. En cambio, la simulación mediante el método de Rizzi **S21** realizado con el esquemático de más arriba, aparte de estar desviado medio GHz, no coincide en absoluto con las referencias. Por lo tanto, la solución que proporciona de herramienta Keysight Genesys™ es la optimización que mediante condiciones propuestas, el programa fuerza la gráfica para que se parezca lo más posible con el menor valor de pérdidas.

En la Figura 5.18 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi mediante el simulador Keysight Genesys™ **S11**.
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S11**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S11**.

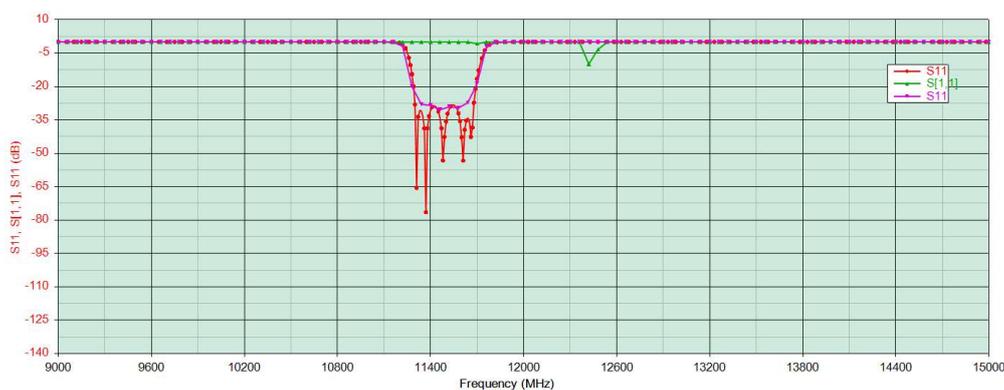


Figura 5.18. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11} .

Observando la Figura 5.18 se puede decir:

- La respuesta del parámetro **S11**, que corresponde a la simulación electromagnética, encaja de manera aceptable con la gráfica de partida **S11**. En cambio, la simulación mediante el método de Rizzi **S11** observamos que ni siquiera encontramos respuesta en la curva. Por tanto, nos veremos obligados a optimizar la gráfica ya que las pérdidas de nuestro diseño son inasumibles.

En la Figura 5.19 se representa la respuesta de los parámetros S_{21} , S_{11} aunados en una sola gráfica:

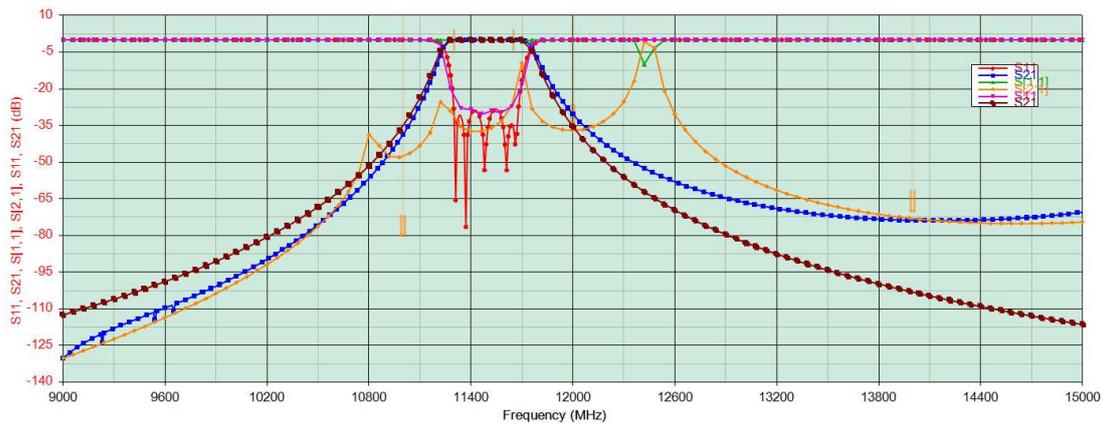


Figura 5.19. Comparativa de respuestas de los parámetros S_{21} y S_{11} .

Observando la Figura 5.19. se puede decir:

-La respuesta del filtro producido por el esquemático de 5 secciones diseñado anteriormente no coincide de ninguna manera con las referencias del prototipo y del simulador electromagnético de las que disponemos. Por lo tanto, nuestro siguiente paso será optimizar los valores de diseño de nuestro filtro; estos son las longitudes de las líneas de transmisión, de los huecos que dejan los iris en la guía y del tamaño de los propios iris.

5.2.2.2 Representación gráfica del Filtro 1 con método de Marcuvitz

En la Figura 5.20 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™ **S21**.
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S21**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S21**.

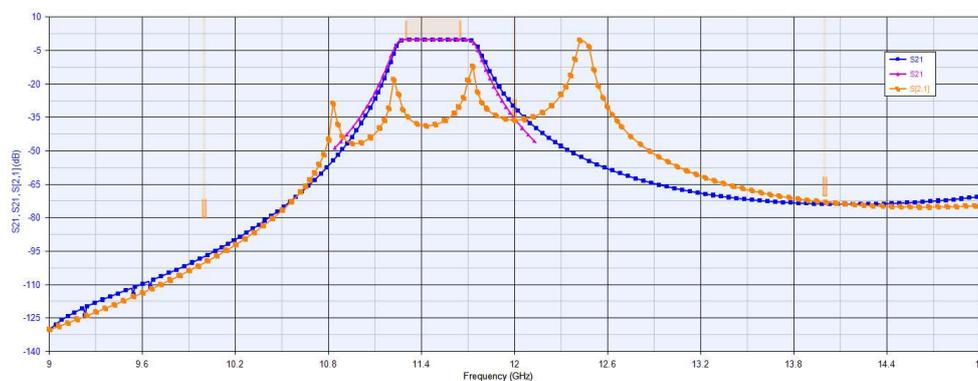


Figura 5.20. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 5.20 se puede decir:

- Como apreciamos en la gráfica tenemos el mismo problema que nos ocurría en la misma del método de Rizzi. El filtro prototipo **S21** y la simulación electromagnética **S21** se asemejan bastante pero la respuesta de nuestro esquemático **S21** es bastante errónea dado que tenemos mucho rizado dentro de la frecuencia de trabajo.

En la Figura 5.21 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi mediante el simulador Keysight Genesys™ **S11**.
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S11**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S11**.

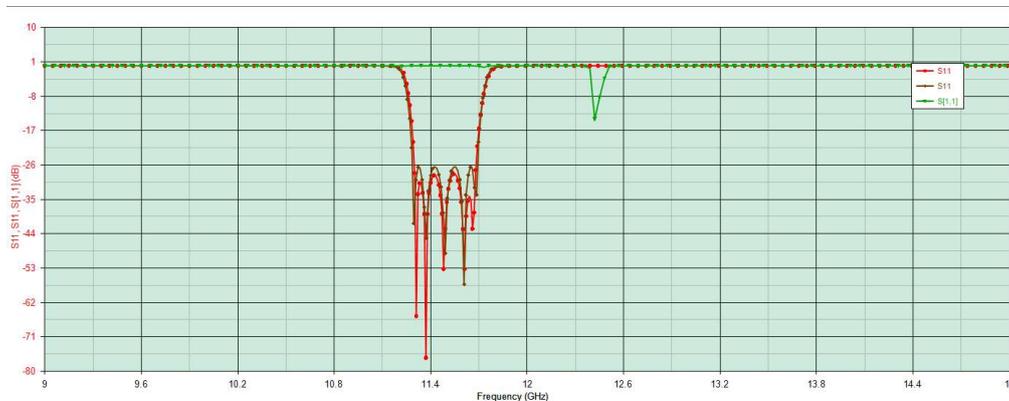


Figura 5.21. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11} .

Observando la Figura 5.21 se puede decir:

- Lo mismo ocurre con la respuesta electromagnética **S11** y el prototipo **S11**; coinciden de manera bastante aceptable. Sin embargo, cuando observamos nuestro diseño del esquemático **S11** el problema persiste, la adaptación a nuestras referencias no es correcta.

En la Figura 5.22 se representa la respuesta de los parámetros S_{21} , S_{11} aunados en una sola gráfica:

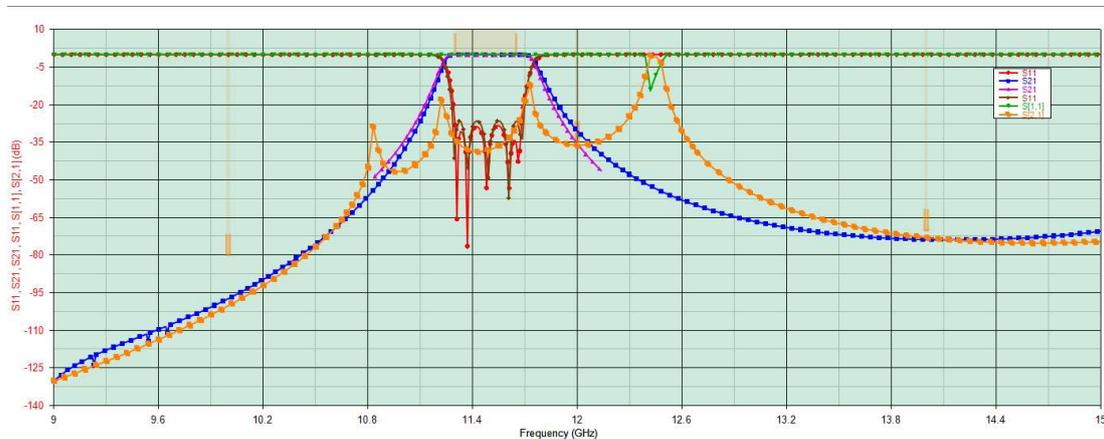


Figura 5.22. Comparativa de respuestas de los parámetros S_{21} y S_{11} .

Observando la Figura 5.22 se puede decir:

-Si comparamos la Figura 5.22 correspondiente a los parámetros S21 y S11 con método Marcuvitz y la Figura 5.19 correspondiente a los parámetros S21 y S11 con método Rizzi podemos apreciar prácticamente los mismos problemas. El rizado del S21 es demasiado elevado y no encaja con las frecuencias de corte inferior 11.3GHz y superior 11.65GHz del enunciado. La adaptación S11 es también preocupante dado que ni siquiera encontramos respuesta por lo que nos vemos obligados a optimizar los valores de referencia de la guía de transmisión WR-75.

5.2.3 Primeras optimizaciones del Filtro 1

Antes de iniciar con las optimizaciones necesarias para demostrar que podemos diseñar un filtro paso banda gracias a la herramienta software y simulador Keysight Genesys™ utilizando las aproximaciones de Rizzi y Marcuvitz debemos mostrar las condiciones mínimas que tendrán que cumplir los diseños para que los valoremos como correctos. Como nuestra mayor referencia será el filtro de la simulación electromagnética hecha en el laboratorio, mostraremos en una gráfica las condiciones de las que hablábamos en la Figura 5.23:

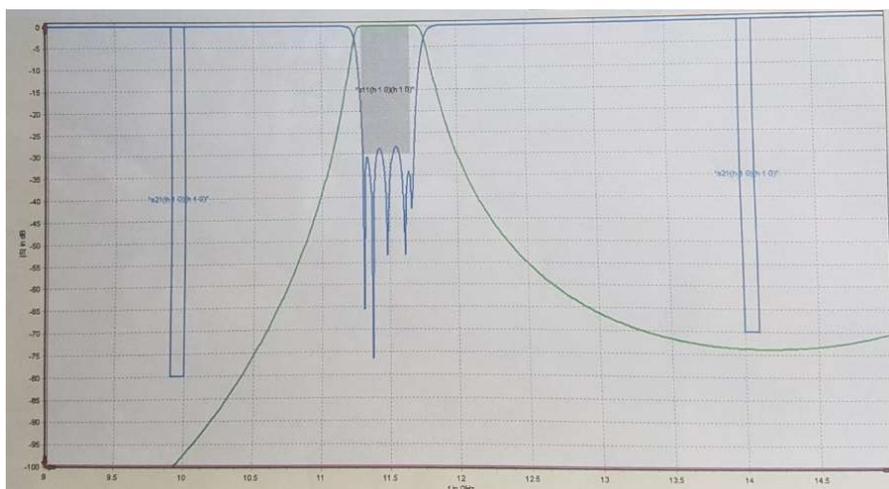


Figura 5.23. Gráfica simulación electromagnética.

Además de proporcionarnos la gráfica de la simulación electromagnética también disponemos de varios valores numéricos que hacen referencia a las limitaciones que tendremos que conseguir como mínimo para cumplir los objetivos del diseño:

- A la frecuencia de 10GHz→En la banda atenuada, S21 debe ser inferior a -80dB
- A la frecuencia de 14GHz→En la banda atenuada, S21 debe ser inferior a -70dB
- A la frecuencia de [11.3GHz-11.65GHz]→En la banda de paso, S21 debe ser igual a -0.01dB

Ahora que ya sabemos cómo debemos de optimizar nuestro diseño para que se asemeje lo más posible a la simulación electromagnética mostrada en la Figura 5.23, debemos considerar que características de la estructura de la guía serán variables y

cuáles no. Para hacer esto tenemos que crear una pestaña de ecuaciones haciendo click en “*Designs*” > “*Add*” > “*Equation*” y se indica mediante “=?” delante un valor para definirla como variable. Esto implica que autorizamos al simulador Keysight Genesys™ que haga los cambios pertinentes y más óptimos para acercarnos lo más posible a nuestro objetivo. En esta tabla (Figura 5.24) podemos observar las variables de las que hablamos:

1	a=19.05
2	b=a/2
3	Lc=2*a
4	L0=8
5	L1=?17.040568106633
6	L2=?15.9157940249312
7	L3=?14.2194293308686
8	L4=L3
9	L5=L2
10	L6=L1
11	D1=?7.15505501752359
12	D2=?9.32108014018232
13	D3=?6.48199836921273
14	DI1=(a-D1)/2
15	DI2=(a-D2)/2
16	DI3=(a-D3)/2

Figura 5.24. Tabla de ecuaciones y variables.

Vemos que los valores que vamos a variar son las longitudes L de las líneas de transmisión y las distancias D que son los tamaños de los huecos que dejan los iris en cada tramo. También podemos indicar al programa que queremos definir una variable en las líneas de transmisión dentro del esquemático haciendo click en la casilla “*tune*” como vemos en la Figura 5.25:

Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
W	19.05	(mm)	mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
H	9.525	(mm)	mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
L	L1	(mm)	mm	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
SUBST	aire	()		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
Ta		°C	°C	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Figura 5.25. Tabla de definición de las líneas de transmisión.

Antes de definir las condiciones de la optimización, debemos explicar que hemos creado dos métodos para calibrar nuestro diseño:

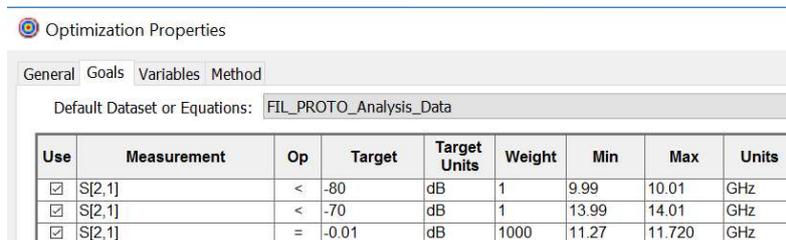
- Optimización 1 mediante las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.
- Optimización 2 mediante un sistema de errores relativos entre la simulación electromagnética y el filtro diseñado en Keysight Genesys™.

Para realizar la optimización se hace clic en: “*Designs*” > “*Add*” > “*Evaluation*” > “*Optimization*”.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña “*Goals*” que deben tomar los parámetros S21 y S11 en

dB de la simulación realizada del filtro 1. En la Figura 5.26 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:



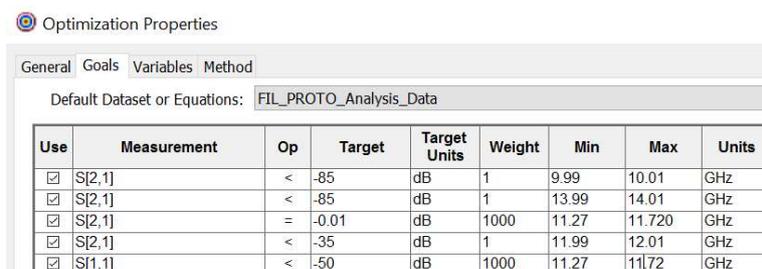
Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-80	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-70	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	1000	11.27	11.720	GHz

Figura 5.26. Tabla de definición de las condiciones iniciales.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -80 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi y Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).

Con estas condiciones propuestas desde un inicio nos ha sido imposible mostrar un filtro que se asemeje a los propuestos por eso, hemos añadido más condiciones a la Optimización 1, tanto para S_{21} como para S_{11} . También hemos bajado los requisitos de la banda atenuada hasta -85dB para que sean menos restrictivos. Lo podemos ver en la figura 5.27:



Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	1000	11.27	11.720	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1	11.99	12.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-50	dB	1000	11.27	11.72	GHz

Figura 5.27. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

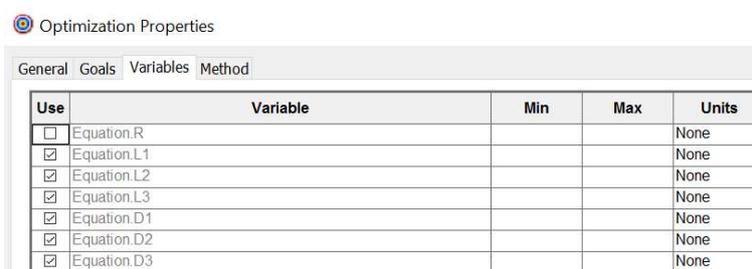
Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi y Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).

- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -50 dB. Esta condición añadida es importante ya que, como hemos visto en la gráfica (Figura 12) de la simulación electromagnética, el coeficiente de reflexión S_{11} debe caer como mínimo a los -50 dB de pérdidas para que el correcto funcionamiento del filtro.

Solamente quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

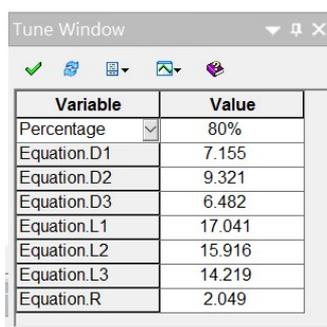
- en la pestaña “variables” dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.28).



Use	Variable	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	Equation.R			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3			None

Figura 5.28. Rango de variables con primer método.

- en la ventana “Tune window” que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.29). El porcentaje que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.



Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	7.155
Equation.D2	9.321
Equation.D3	6.482
Equation.L1	17.041
Equation.L2	15.916
Equation.L3	14.219
Equation.R	2.049

Figura 5.29. Rango de variables con segundo método.

-Optimización 2:

Para la optimización 2, se han creado un sistema de ecuaciones que nos ayudarán, mediante una resta de errores entre S_{21} y S_{11} , a perfilar la curva de nuestro filtro para que se asemeje a lo que buscamos. Para ello, las hemos definido en nuestra plantilla de ecuaciones como se muestra en la Figura 5.30. Hemos cargado en Delta1 el parámetro S_{21} de la simulación electromagnética la cual se encuentra en

“IRIS_SIM.s2p” y la hemos restado al parámetro S21 que generó nuestro esquemático mediante las aproximaciones de Rizzi.:

```

17 Delta1=( [IRIS_SIM.s2p] .S21)
18 Delta2=(S_FILTRO_IRIS_SIM_Data.S21)
19 Error=Delta1-Delta2

```

Figura 5.30. Sistema de errores.

Ahora que ya hemos definido las ecuaciones, debemos añadir otra pestaña de optimizaciones, que llamaremos Optimization2, mediante la secuencia “*Designs*” > “*Add*” > “*Evaluation*” > “*Optimization*”. Entramos en la pestaña “*Goals*” y en la casilla de medidas a optimizar debemos escribir “*Error*”, que es la resta entre las dos Deltas. También tenemos que seleccionar en el resalte “*Default Dataset and Equations*” el destino donde se encuentra la variable a optimizar, en este caso está definida en nuestra herramienta de ecuaciones llamada “*Equation*”, como vemos en la Figura 5.31:

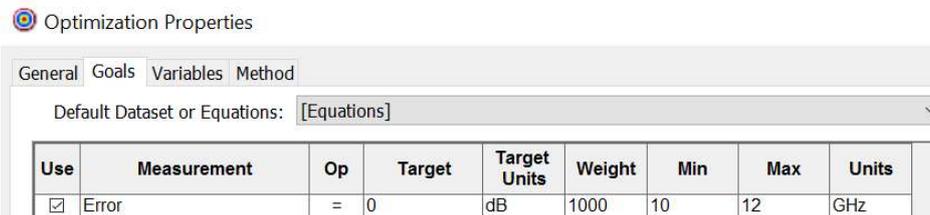


Figura 5.31. Condición de la optimización 2.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 10 GHz a 12 GHz. El valor del error es igual a 0, con un peso de 1000.

Con los tipos de optimizaciones ya explicados, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.32) con los parámetros S21 y S11 de los tres filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, el prototipo Chebyshev y el electromagnético del laboratorio. Primero mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Rizzi y, posteriormente lo mismo con las aproximaciones de Marcuvitz.

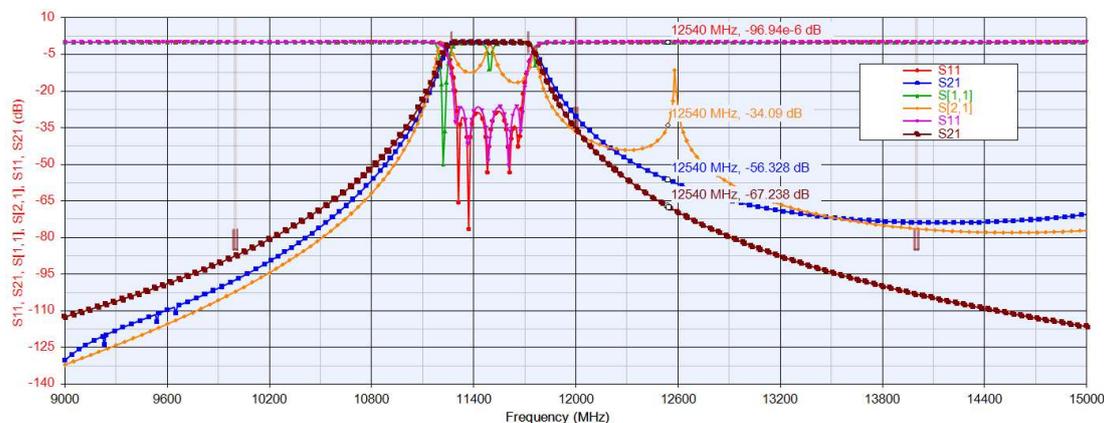


Figura 5.32. Comparativa del parámetro S21 y S11 con método Rizzi.

Observando la Figura 5.32 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S21**, que se corresponde a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™, continua no siendo tan óptima como cabría de esperar. A pesar de haber bajado las condiciones de la banda de atenuación tanto mínima (a 10 GHz→-85 dB) como máxima (a 14 GHz→-85 dB), vemos que, a la frecuencia de 12.6 GHz, observamos un rizado muy elevado que no atenúa la señal como debería (-12dB en vez de -52dB). Además, dentro de la banda de paso también podemos apreciar un elevado rizado, lo que implica que nuestro diseño no se comportaría de modo correcto dado que la poca e irregular atenuación es inasumible. Lo mismo ocurre cuando observamos el parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™. Vemos que a la frecuencia aproximada de 11.2 GHz si cumplimos las especificaciones iniciales, sin embargo, en las demás frecuencias de la banda de paso tenemos unas pérdidas demasiado altas, tanto que incluso alcanzan los 0dB.

Ahora veremos la gráfica (Figura 5.33) de los valores optimizados S21 y S11 mediante las aproximaciones de Marcuvitz:

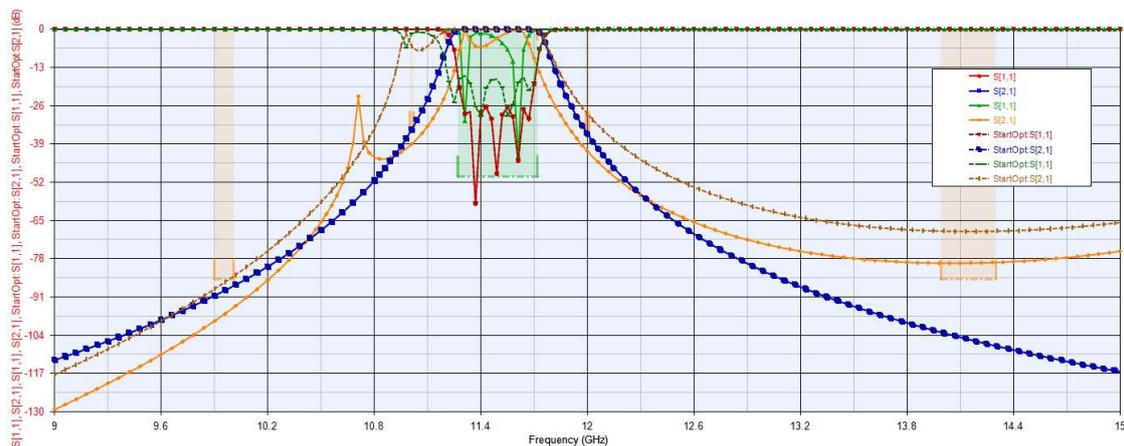


Figura 5.33. Comparativa del parámetro S21 y S11 con método Marcuvitz.

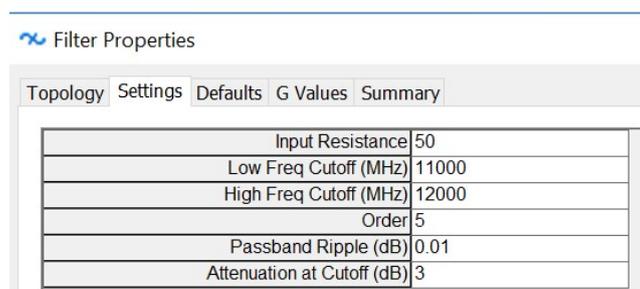
Observando la Figura 5.33 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S21**, que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, sigue sin ser tan óptima como cabría de esperar. A pesar de haber bajado las condiciones de la banda de atenuación tanto mínima (a 10 GHz→-85 dB) como máxima (a 14 GHz→-85 dB), vemos que, a la frecuencia de 10.7 GHz, observamos un rizado muy elevado que no atenúa la señal como debería (-22dB en vez de -52dB). Además, dentro de la banda de paso también podemos apreciar un elevado rizado, lo que implica que nuestro diseño no se comportaría de modo correcto dado que la poca e irregular atenuación es inasumible. Lo mismo ocurre cuando observamos el parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™. Vemos que a la frecuencia aproximada de 11.6 GHz casi cumplimos las especificaciones iniciales, sin embargo, en las demás frecuencias de la banda de paso tenemos unas pérdidas demasiado altas, tanto que incluso alcanzan los 0dB.

5.2.4. Cambios en las optimizaciones del Filtro 1

Acabamos de analizar los diseños creados mediante el simulador Keysight Genesys™ y concluimos que los resultados no son los esperados, tanto con las aproximaciones de Rizzi como con las aproximaciones de Marcuvitz. El elevado rizado y las múltiples pérdidas nos obliga a buscar alguna solución para aproximar nuestro diseño al de la simulación electromagnética. Lo primero que se nos viene a la mente es **ampliar el ancho de la banda de paso** para suavizar dicho rizado en el parámetro S21 y bajar las pérdidas que se aprecian en el parámetro S11. Por tanto, tendremos que rediseñar tanto el filtro prototipo como las condiciones de optimización.

Keysight Genesys™ ofrece la posibilidad de utilizar filtros teóricos de tipo Chebyshev, Butterworth, Bessel, etc. aportando además el modelo circuital. Simplemente con hacer clic en: “*Designs*” > “*Add*” > “*Syntheses*” > “*Passive Filter*”. Ahora debemos caracterizar el filtro prototipo entrando en la pestaña “*Settings*”. En la Figura 5.34 se muestran las propiedades de dicho filtro:



Filter Properties	
Settings	
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11000
High Freq Cutoff (MHz)	12000
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

Figura 5.34. Propiedades del filtro prototipo.

Características del filtro Chebyshev:

- Impedancias de entrada: 50 Ω .
- Frecuencia de corte inferior: 11000 MHz.
- Frecuencia de corte superior: 12000 MHz.
- Orden del filtro: 5.

En la Figura 5.35 se muestra el parámetro S21 y S11 del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™:

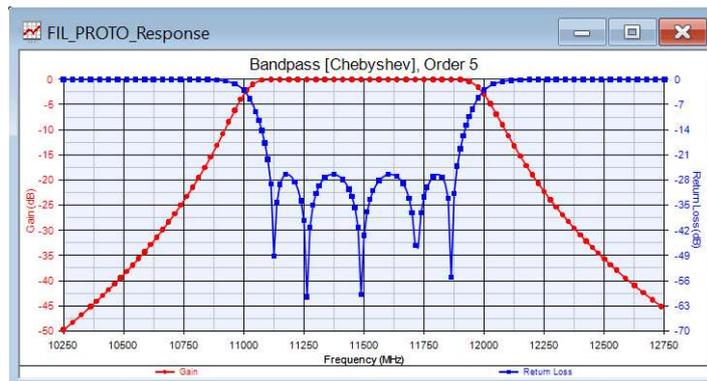


Figura 5.35. Representación del filtro prototipo.

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 5.36.

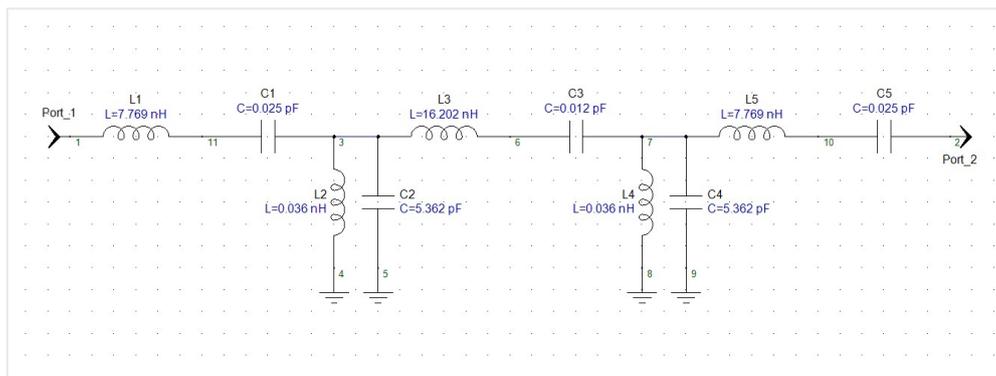


Figura 5.36. Parámetros concentrados del filtro prototipo.

Ahora que ya hemos definido el nuevo filtro prototipo con banda de paso entre 11 GHz y 12 GHz, podemos continuar con los cambios en la optimización. Como hemos hecho en las anteriores simulaciones, se han creado dos métodos para calibrar nuestro diseño:

- Optimización 1 mediante las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.
- Optimización 2 mediante un sistema de errores relativos entre el filtro prototipo y el filtro diseñado en Keysight Genesys™.

Para realizar la optimización se hace clic en: “Designs”> “Add” > “Evaluation” > “Optimization”.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña “Goals” que deben tomar los parámetros S_{21} y S_{11} en

dB de la simulación realizada del filtro 1. En la Figura 5.37 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9	10.01	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	100	11.0	12	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.99	12.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-40	dB	100	11.0	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.00	11.02	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 5.37. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 15 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi y Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (del filtro prototipo Chebyshev).
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 100, igual a -40 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 11.02 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 11GHz porque si no tiende a llegar a esa frecuencia.

Como vemos en la Figura 5.37, no todas las condiciones que hemos explicado están afectando a la optimización 1. Esto es porque algunas las hemos deshabilitado presionando en los cuadrados de cada medida en la columna "Use" principalmente por dos razones:

-Si ejecutamos una optimización con varias condiciones, el tiempo de simulación podría ampliarse de manera muy notable, por lo que perderíamos esa ventaja que nos otorga Keysight Genesys™.

-Para mejorar los resultados en los casos anteriores en los que nuestro diseño no se adaptaba de manera correcta a lo que esperábamos, hemos de hacer menos restrictivas algunas condiciones iniciales. Se decidió perder magnitud de atenuación, que ofrece S_{21} , fuera de la banda de paso para que esta perdiera el rizado tan elevado que no podíamos estabilizar. Nuestro primer objetivo será que la banda de paso comprendida entre las frecuencias 11 GHz y 12GHz funciones de manera correcta y se

asemeje lo máximo a la simulación electromagnética. Por lo tanto, seleccionaremos la tercera condición (que afecta a la atenuación que influirá en la señal al pasar por el filtro) y la quinta condición (que afectará a las pérdidas por reflexión).

Como hemos visto anteriormente, quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

- en la pestaña “variables” dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.38). En este caso, si hemos utilizado este método para variar los parámetros $D1, D2, D3, L1, L2, L3$. Para las longitudes de las líneas de transmisión se dará un valor mínimo de 10 mm y máximo de 18 mm. Para las longitudes de los huecos que dejan los iris en la guía se dará un valor mínimo de $0.1 \times a$ (anchura de la guía) y máximo de $0.8 \times a$ (anchura de la guía).

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1	$0.1 \cdot a$	$0.8 \cdot a$	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2	$0.1 \cdot a$	$0.8 \cdot a$	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3	$0.1 \cdot a$	$0.8 \cdot a$	None

Figura 5.38. Rango de variables con primer método.

- en la ventana “Tune window” que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.39). El porcentaje que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.

Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	1.905
Equation.D2	6.794
Equation.D3	7.35
Equation.L1	15.021
Equation.L2	16.329
Equation.L3	16.286

Figura 5.39. Rango de variables con segundo método.

-Optimización 2:

Para la optimización 2, se han creado un sistema de ecuaciones que nos ayudarán a perfilar la curva de nuestro filtro para que se asemeje a lo que buscamos. Sin embargo, hemos hecho algunos cambios en las ecuaciones con respecto a la optimización 2 realizada anteriormente dado que el nuevo método es más preciso en los cálculos. Para ello, las hemos definido en nuestra plantilla de ecuaciones como se

muestra en la Figura 5.40. Hemos cargado en Error1 el parámetro S11 del filtro prototipo el cual se encuentra en "FIL_PROTO_Analysis_Data.S11" y la hemos restado al parámetro S11 que generó nuestro esquemático mediante las aproximaciones de Rizzi el cual se encuentra en "S__FIL_IRIS_SIM_Data.S11". La resta se realiza con unidades dB. Hacemos la misma operación para los parámetros S21,S12,S22 y calculamos la media aritmética entre los cuatro parámetros. El resultado lo guardamos en la variable Etot :

```

17 Error11=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S11)-db(S__FIL_IRIS_SIM_Data.S11)
18 Error21=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S21)-db(S__FIL_IRIS_SIM_Data.S21)
19 Error12=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S12)-db(S__FIL_IRIS_SIM_Data.S12)
20 Error22=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S22)-db(S__FIL_IRIS_SIM_Data.S22)
21 Etot=(Error11+Error21+Error12+Error22)/4

```

Figura 5.40. Sistema de errores.

Ahora que ya hemos definido las ecuaciones, debemos añadir otra pestaña de optimizaciones, que llamaremos Optimization2, mediante la secuencia "Designs"> "Add" > "Evaluation" > "Optimization". Entramos en la pestaña "Goals" y en la casilla de medidas a optimizar debemos escribir "Etot", que es la media aritmética entre los cuatro errores. También tenemos que seleccionar en el resalte "Default Dataset and Equations" el destino donde se encuentra la variable a optimizar, en este caso está definida en nuestra herramienta de ecuaciones llamada "Equation", como vemos en la Figura 5.41:

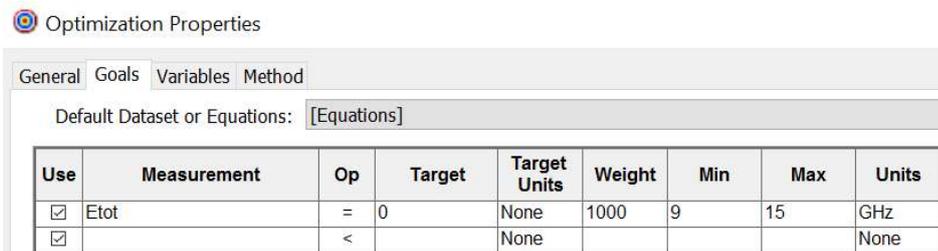


Figura 5.41. Condición de la optimización 2.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 15 GHz. El valor del error es igual a 0, con un peso de 1000.

Con los tipos de optimizaciones ya explicados, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.42) con los parámetros S21 y S11 de los dos filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, y el prototipo Chebyshev. El electromagnético del laboratorio no lo hemos dibujado esta vez porque el prototipo nos muestra una curva muy similar. Primero mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Rizzi y, posteriormente lo mismo con las aproximaciones de Marcuvitz.

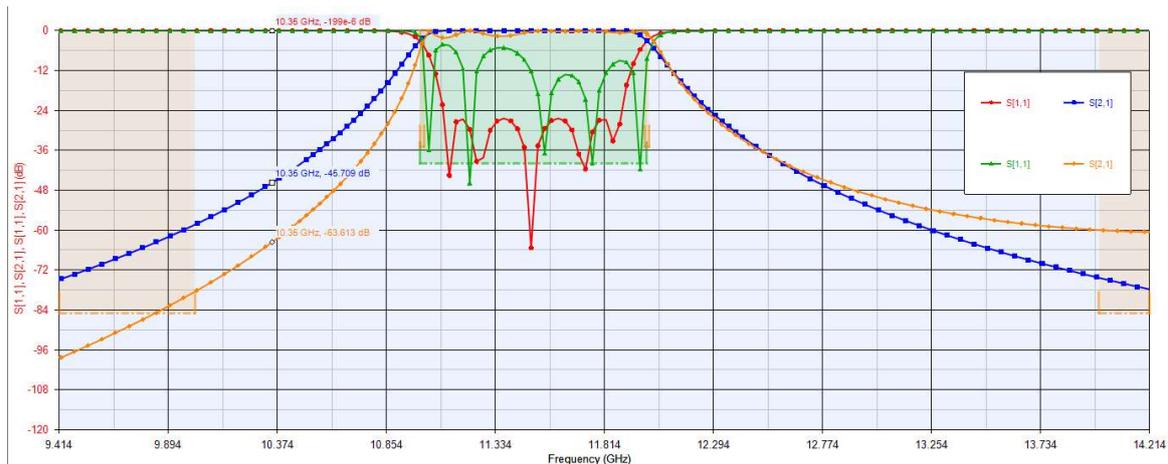


Figura 5.42. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Rizzi.

Observando la Figura 5.42 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S21** que se corresponde a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™, muestra una mejoría más que evidente con respecto al filtro anteriormente diseñado con banda de paso de 11.27 GHz a 11.72 GHz. Por lo tanto, aumentar la banda y diseñar el nuevo sistema de ecuaciones han provocado que el rizado tan elevado que teníamos haya prácticamente desaparecido. El pequeño rizado que se puede apreciar se encuentra a la frecuencia de 11.1 GHz \rightarrow -2.244 dB y a la frecuencia de 11.34 GHz \rightarrow -1.646 dB. Sin embargo, para llegar a esta mejoría teníamos que bajar la condición mínima y máxima de la banda de atenuación, por lo que vemos que la curva no baja hasta los -80 dB (la mínima) y -70 dB (la máxima) que nos propusieron inicialmente. Entonces, la mínima quedará en 10 GHz \rightarrow -78 dB y la máxima 14 GHz \rightarrow -60 dB, siendo estos valores aceptables, comparándolos con el parámetro **S21** del filtro prototipo, para el buen funcionamiento del filtro. En cuanto al parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas que ofrecería el filtro son mucho menores que en casos anteriores. A la frecuencia de 11.04 GHz \rightarrow -35.708 dB observamos el peor caso donde las pérdidas son mayores a lo largo de la banda de paso. El mejor caso lo encontramos a la frecuencia de 11.22 GHz \rightarrow -45.793 dB, incluso superamos la condición de -40 dB de pérdidas en la banda de paso que impusimos en la optimización 1. A pesar de no llegar a las bajas pérdidas que nos proporcionaría el filtro prototipo **S11**, vemos que los cambios propuestos han sido bastante acertados en comparación a las primeras optimizaciones realizadas.

Ahora veremos la gráfica (Figura 5.43) de los valores optimizados S_{21} y S_{11} mediante las aproximaciones de Marcuvitz:

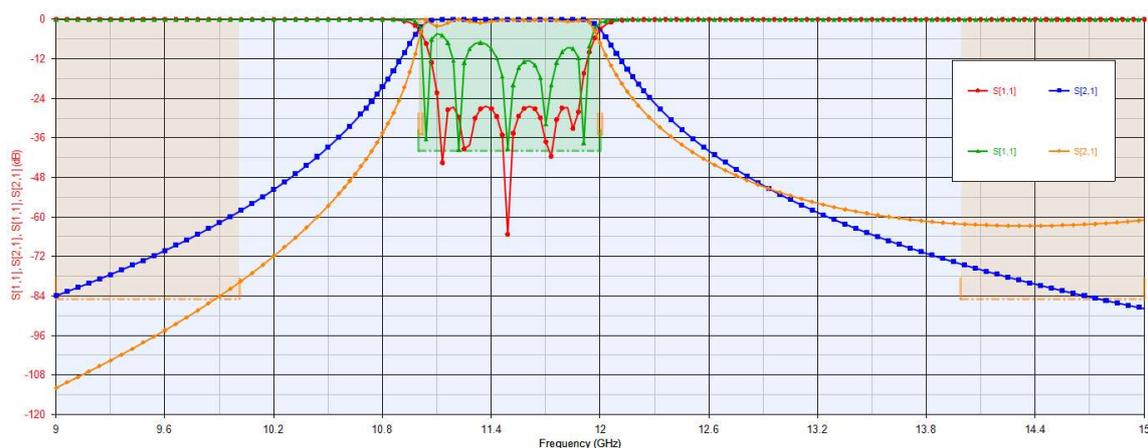


Figura 5.43. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.43 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S₂₁** que se corresponde a las aproximaciones de Markuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, también muestra una mejoría más que evidente con respecto al filtro anteriormente diseñado con banda de paso de 11.27 GHz a 11.72 GHz. El pequeño rizado que se puede apreciar se encuentra a la frecuencia de 11.1 GHz → -2.094 dB y a la frecuencia de 11.34 GHz → -1.029 dB. Sin embargo, para llegar a esta mejoría teníamos que bajar la condición mínima y máxima de la banda de atenuación, por lo que vemos que la curva no baja hasta los -80 dB (la mínima) y -70 dB (la máxima) que nos propusieron inicialmente. Entonces, la mínima quedará en 10 GHz → -79.5 dB y la máxima 14 GHz → -62.2 dB, siendo estos valores aceptables, comparándolos con el parámetro **S₂₁** del filtro prototipo, para el buen funcionamiento del filtro. En cuanto al parámetro **S₁₁**, correspondiente a las aproximaciones de Markuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas que ofrecería el filtro son mucho menores que en casos anteriores. A la frecuencia de 11.67 GHz → -29.87 dB observamos el peor caso donde las pérdidas son mayores a lo largo de la banda de paso. El mejor caso lo encontramos a las frecuencias de 11.25 GHz → -39.496 dB y de 11.46 GHz → -39.237, llegando casi a la condición de -40 dB de pérdidas en la banda de paso que impusimos en la optimización 1. A pesar de no llegar a las bajas pérdidas que nos proporcionaría el filtro prototipo **S₁₁**, vemos que los cambios propuestos han sido bastante acertados en comparación a las primeras optimizaciones realizadas.

En conclusión, los diseños de los filtros tanto con las aproximaciones de Rizzi como de Marcuvitz son bastante similares entre ellas, por lo que podemos decir que hemos encontrado una configuración bastante aceptable para el correcto funcionamiento del filtro. La parte negativa es el cambio brusco en la geometría de la guía; las condiciones iniciales eran las siguientes:

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$D1 = 10.02 \text{ mm.}$$

$$D2 = 6.52 \text{ mm.}$$

-distancias de línea de transmisión

$$L1 = 14.49 \text{ mm.}$$

$$L2 = 16.34 \text{ mm.}$$

$$D3 = 5.75 \text{ mm.}$$

$$L3 = 16.58 \text{ mm.}$$

Geometría de la guía después de ejecutar las optimizaciones 1 y 2 (Figura 5.44):

Variable	Value
Percentage <input type="checkbox"/>	80%
Equation.D1	1.905
Equation.D2	6.794
Equation.D3	7.35
Equation.L1	15.021
Equation.L2	16.329
Equation.L3	16.286

Variable	Value
Percentage <input type="checkbox"/>	80%
Equation.D1	1.905
Equation.D2	7.099
Equation.D3	7.593
Equation.L1	15.193
Equation.L2	16.45
Equation.L3	16.478

Figura 5.44. Geometría de la guía con método Rizzi y Marcuvitz.

En la Figura 5.44 podemos observar que $D1$, que se corresponde a la distancia del hueco que dejan los iris en el primer tramo, ha variado de manera muy notable con respecto al diseño inicial (10.02 mm. \rightarrow 1.905 mm.), tanto ha disminuido la longitud que los iris casi cierran el paso de las ondas por la guía. No obstante, los demás parámetros han sufrido pequeños cambios, no mucho más de 1 mm. de diferencia, lo que no varía demasiado la estructura inicial en el resto de zonas.

5.3 FILTRO 2

5.3.1 Diseño del esquemático del Filtro 2

En la Figura 5.45 se muestra el filtro 1 de 5 secciones asimétrico con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11.3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 10 GHz y 14 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75.

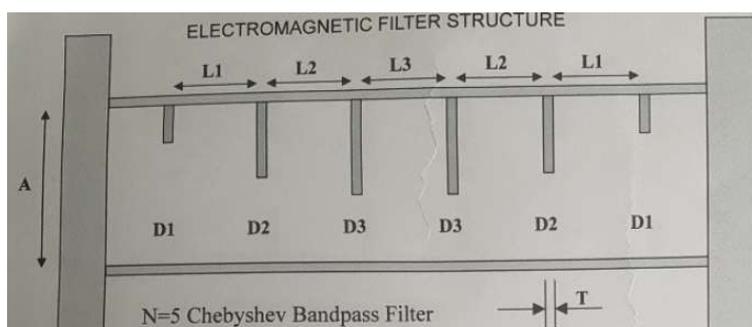


Figura 5.45. Dimensiones del filtro 1.

Lo primero que se hará será obtener las longitudes de los obstáculos tipo iris, las cuales llamaremos $D1, D2, D3, D4, D5, D6$. Realizaremos los cálculos tanto sin tener en cuenta el grosor del iris como teniéndolo para después poder introducir dichos datos en el correspondiente esquemático y saber que simulación realizada mediante Keysight Genesys™ es más aproximada a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes o a las simulaciones electromagnéticas mediante un simulador HFSS. A continuación, se muestra en la Figura 5.46 las dimensiones de $D1$.

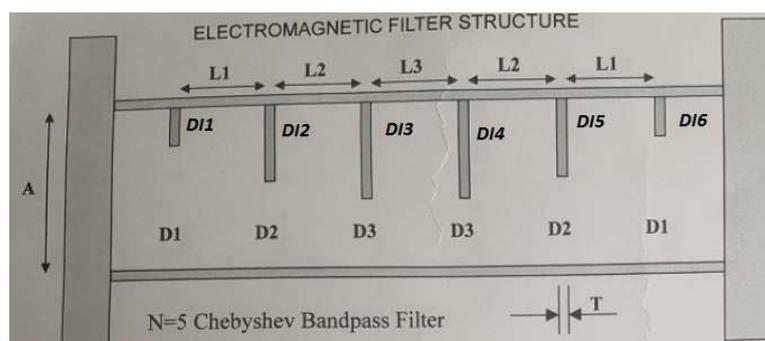


Figura 5.46. Longitudes de los iris $D1$.

Las dimensiones de la guía son las siguientes:

- número de iris=6.
- número de cavidades=5.
- anchura de la guía $A = 19.05 \text{ mm}$.
- altura de la guía $B = \frac{A}{2} = 9.525 \text{ mm}$.

-anchura del iris $T = 0 \text{ mm. (ideal)}$

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$D1 = 12.0 \text{ mm.}$$

$$D2 = 9.14 \text{ mm.}$$

$$D3 = 8.49 \text{ mm.}$$

-distancias de línea de transmisión

$$L1 = 14.31 \text{ mm.}$$

$$L2 = 16.38 \text{ mm.}$$

$$L3 = 16.63 \text{ mm.}$$

Para calcular las longitudes de los iris bastaría con restar la anchura de la guía con el tamaño del hueco. En este caso no habría que dividirlo entre dos dado que los iris son de carácter asimétrico:

-longitudes de cada tramo de iris:

$$DI1 = A - D2 = 19.05 - 12.0 = 7.05 \text{ mm.}$$

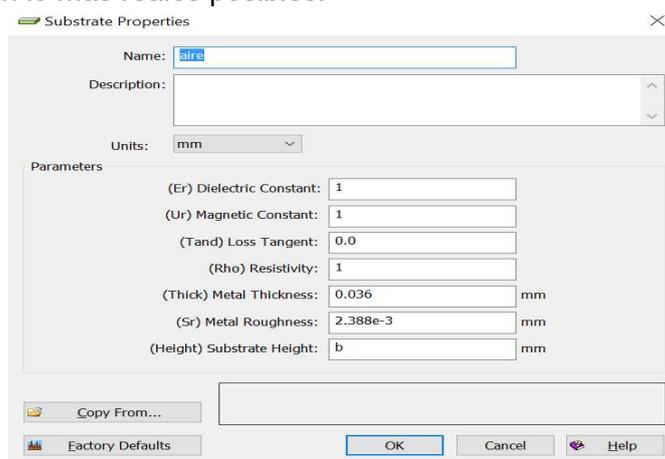
$$DI2 = A - D2 = 19.05 - 9.14 = 9.91 \text{ mm.}$$

$$DI3 = A - D3 = 19.05 - 8.49 = 10.56 \text{ mm.}$$

Dada que la geometría de la guía es de carácter simétrico, podemos decir que:

$$L1 = L5; L2 = L4; DI1 = DI6; DI2 = DI5, DI3 = DI4$$

Lo segundo será añadir el sustrato 'Aire' al esquemático para que las simulaciones sean lo más reales posibles:



Se ha diseñado el Filtro 1 de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev mediante los componentes que facilita el simulador Keysight Genesys™. Los componentes que se utilizarán han sido descritos en el Capítulo 4. Para modelar un filtro microondas de orden 5 se necesitarán: 2 transiciones coaxial-guía, 7 líneas de transmisión y 6 componentes genéricos SP para introducir el correspondiente fichero Verilog-A. Para el filtro 2 asimétrico con el método Marcuvitz se utilizará el fichero "wri1m@6-wri1m.va". En cambio con el método de Rizzi no hemos podido encontrar un código Verilog-A en la librería con la que modelar nuestro filtro. Se crea el esquemático.

El filtro 2 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda. Estas condiciones son válidas para Marcuvitz de iris grosor nulo:

parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]

parameter real $b=0.009525$ from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]
 parameter real $d=0.015$ from [0:a] exclude (0:a); //anchura de la ventana
 obtenida[m]
 parameter real $F=9e9$ from (0:inf); //Frecuencia [Hz]
 parameter real $er=1$ from (0:inf); //Constante dieléctrica relativa

Al ser una guía de onda WR-75, la transición coaxial-guía tiene que tener estos parámetros: W (ancho de la guía) = 19.05 mm, H (altura de la guía) = 9.525 mm y una impedancia característica del cable de $Z_0=50 \Omega$. La línea de transmisión tendrá mismos valores: W (19.05 mm) y H (9.525 mm) pero cambiará la longitud de la línea de transmisión L para cada tramo de la guía de onda como muestra la Figura 5.47. La primera línea de transmisión que se ubica entre la transición coaxial-guía y el primer SP1 la hemos diseñado con una longitud $L_0=8\text{mm}$. Lo mismo sucede en el final del circuito.

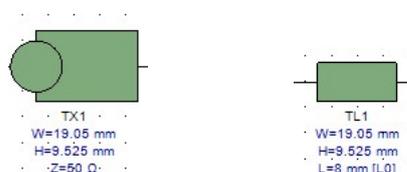


Figura 5.47. Transición coaxial-guía y línea de transmisión.

Ahora que ya tenemos estos dos componentes, continuamos definiendo los parámetros de los componentes SP [2-Port Data File (S-Parameter w/Generic)], Figura 40. Podríamos definirlo manualmente poniendo los valores requeridos pero también se podrían definir creando una hoja de ecuaciones que se sincronizaría directamente con el esquemático. Tan solo plasmando una letra bastaría para no volver a escribir cada valor numérico (por ejemplo la anchura de la guía $a=19.05$), Figura 5.48.

Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
a	19.05 (mm)		22.86 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
d	D1 (mm)		15 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
er	1 ()		1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
F	11300 (MHz)		9000 MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

```

1 a=19.05
2 b=a/2
3 Lc=2*a
4 L0=?8
5 L1=?14.31
6 L2=?16.38
7 L3=?16.63
8 L4=L3
9 L5=L2
10 L6=L1
11 D1=?12.0
12 D2=?9.14
13 D3=?8.49
14 DI1=(a-D1)
15 DI2=(a-D2)
16 DI3=(a-D3)

```

Figura 5.48. Características del componente SP y sistema de ecuaciones.

5.3.2 Primera representación del Filtro 2

Como en el Filtro 1, debemos diseñar un filtro prototipo ideal que usaremos de comparador. Keysight Genesys™ ofrece la posibilidad de utilizar filtros teóricos de tipo Chebyshev, Butterworth, Bessel, etc. aportando además el modelo circuital. Simplemente con hacer clic en: “Designs” > “Add” > “Syntheses” > “Passive Filter”. Ahora

debemos caracterizar el filtro prototipo entrando en la pestaña “Settings”. En la Figura 5.49 se muestran las propiedades de dicho filtro:

Filter Properties	
Topology Settings Defaults G Values Summary	
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11230
High Freq Cutoff (MHz)	11750
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

Figura 5.49. Propiedades del filtro prototipo.

Características del filtro Chebyshev:

- Impedancias de entrada: 50Ω .
- Frecuencia de corte inferior: 11230 MHz.
- Frecuencia de corte superior: 11750 MHz.
- Orden del filtro: 5.

En la Figura 5.50 se muestra el parámetro S21 y S11 del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™:

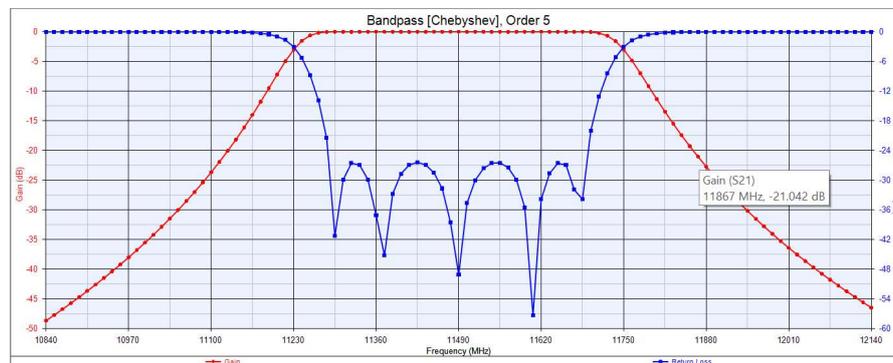


Figura 5.50. Representación del filtro prototipo.

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 5.51.

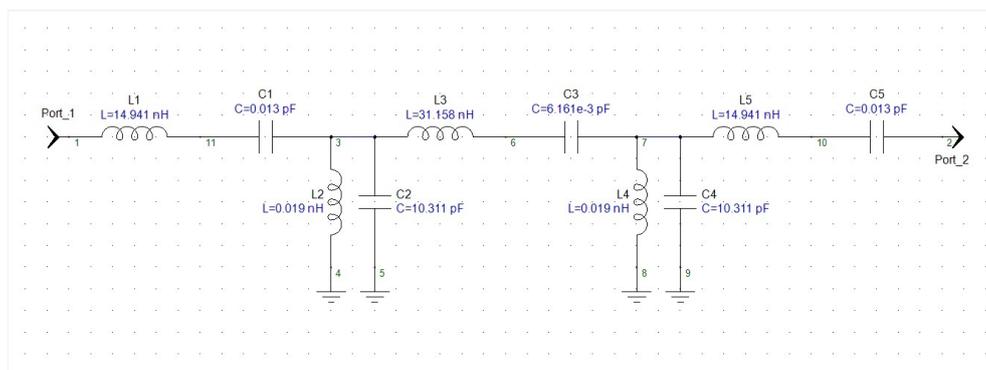


Figura 5.51. Parámetros concentrados del filtro prototipo.

La figura 5.52 muestra el diseño del esquemático para modelar el Filtro 2 de 5 secciones. En este caso se creará un esquemático ya que solo podremos hacer la aproximación con método de Marcuvitz. Para definirlo tendremos que buscar en la biblioteca de ficheros el correspondiente.

Marcuvitz: "wri1m@6-wri1m.va"

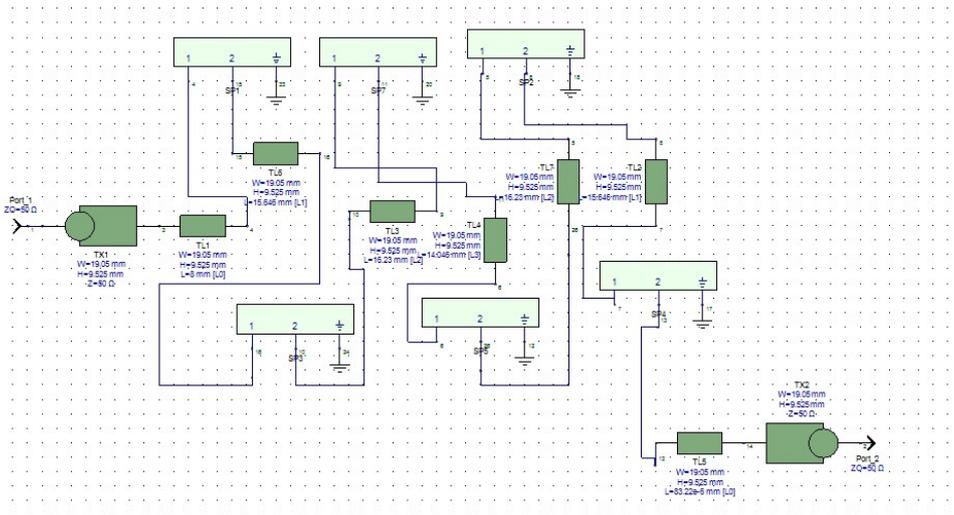


Figura 5.52. Esquemático del filtro 1 de 5 secciones.

5.3.2.1 Representación gráfica del Filtro 2 con método de Marcuvitz

En la Figura 5.53 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™ **S21**.
- La simulación realizada del filtro 2 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S21**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S21**.



Figura 5.53. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 5.53 se puede decir:

- La respuesta del parámetro **S21**, que corresponde a la simulación electromagnética, encaja de manera aceptable con la gráfica de partida **S21** que es la que utilizaremos previamente para comparar resultados. En cambio, la simulación mediante el método de Marcuvitz **S21** realizado con el esquemático de más arriba, aparte de estar desviado medio GHz, no coincide en absoluto con las referencias. Por lo tanto, la solución que proporciona de herramienta Keysight Genesys™ es la optimización que mediante condiciones propuestas, el programa fuerza la gráfica para que se parezca lo más posible con el menor valor de pérdidas.

En la Figura 5.54 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™ **S11**.
- La simulación realizada del filtro 2 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S11**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S11**.

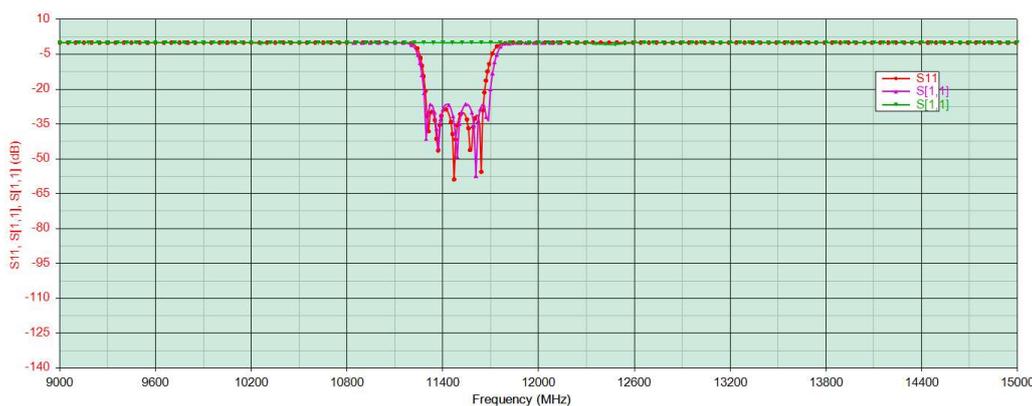


Figura 5.54. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11} .

Observando la Figura 5.54 se puede decir:

- La respuesta del parámetro **S11**, que corresponde a la simulación electromagnética, encaja de manera bastante precisa con la gráfica de partida **S11**. En cambio, la simulación mediante el método de Marcuvitz **S11** observamos que ni siquiera encontramos respuesta en la curva. Por tanto, nos veremos obligados a optimizar la gráfica ya que las pérdidas de nuestro diseño son inasumibles.

En la Figura 5.55 se representa la respuesta de los parámetros S_{21} , S_{11} aunados en una sola gráfica:

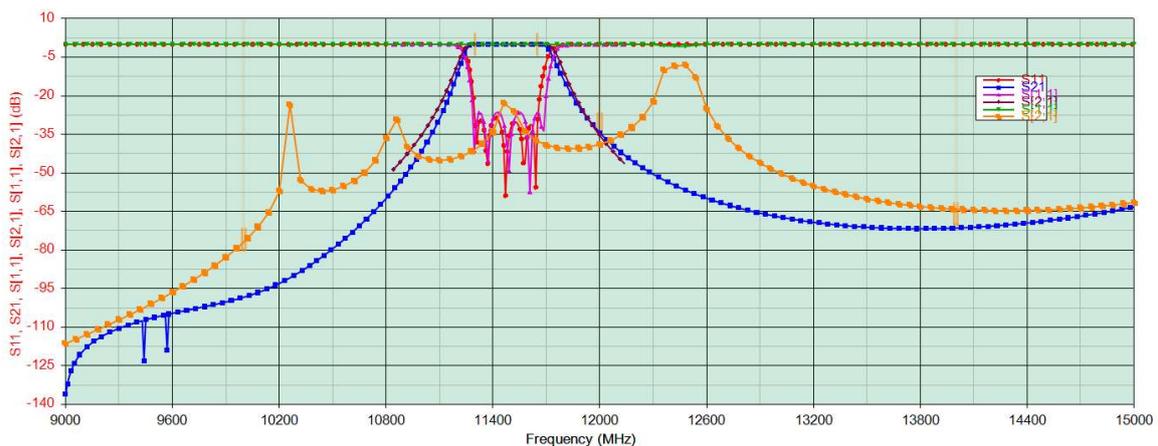


Figura 5.55. Comparativa de respuestas de los parámetros S_{21} y S_{11} .

Observando la Figura 5.55 se puede decir:

-La respuesta del filtro producido por el esquemático de 5 secciones diseñado anteriormente no coincide de ninguna manera con las referencias del prototipo y del simulador electromagnético de las que disponemos. Por lo tanto, nuestro siguiente paso será optimizar los valores de diseño de nuestro filtro; estos son las longitudes de las líneas de transmisión, de los huecos que dejan los iris en la guía y del tamaño de los propios iris.

5.3.3 Primeras optimizaciones del Filtro 2

Antes de iniciar con las optimizaciones necesarias para demostrar que podemos diseñar un filtro paso banda gracias a la herramienta software y simulador Keysight Genesys™ utilizando las aproximaciones de Marcuvitz debemos mostrar las condiciones mínimas que tendrán que cumplir los diseños para que los valoremos como correctos. Como nuestra mayor referencia será el filtro de la simulación electromagnética hecha en el laboratorio, mostraremos en una gráfica las condiciones de las que hablábamos en la Figura 5.56:

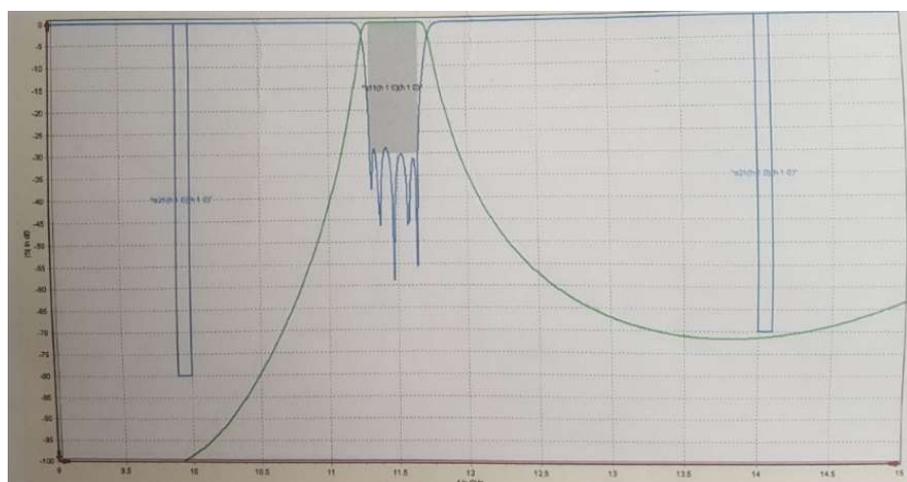


Figura 5.56. Gráfica simulación electromagnética.

Además de proporcionarnos la gráfica de la simulación electromagnética también disponemos de varios valores numéricos que hacen referencia a las limitaciones que tendremos que conseguir como mínimo para cumplir los objetivos del diseño:

- A la frecuencia de 10GHz→En la banda atenuada, S21 debe ser inferior a -80dB
- A la frecuencia de 14GHz→En la banda atenuada, S21 debe ser inferior a -70dB
- A la frecuencia de [11.3GHz-11.65GHz]→En la banda de paso, S21 debe ser igual a -0.01dB

Ahora que ya sabemos cómo debemos de optimizar nuestro diseño para que se asemeje lo más posible a la simulación electromagnética mostrada en la Figura 48, debemos considerar que características de la estructura de la guía serán variables y cuáles no. Para hacer esto tenemos que crear una pestaña de ecuaciones haciendo click en “*Designs*” > “*Add*” > “*Equation*” y se indica mediante “=?” delante un valor para definirla como variable. Esto implica que autorizamos al simulador Keysight Genesys™ que haga los cambios pertinentes y más óptimos para acercarnos lo más posible a nuestro objetivo. En esta tabla (Figura 5.57) podemos observar las variables de las que hablamos:

1	a=19.05
2	b=a/2
3	Lc=2*a
4	L0=?8
5	L1=?14.31
6	L2=?16.38
7	L3=?16.63
8	L4=L3
9	L5=L2
10	L6=L1
11	D1=?12.0
12	D2=?9.14
13	D3=?8.49
14	DI1=(a-D1)
15	DI2=(a-D2)
16	DI3=(a-D3)

Figura 5.57. Tabla de ecuaciones y variables.

Vemos que los valores que vamos a variar son las longitudes L de las líneas de transmisión y las distancias D que son los tamaños de los huecos que dejan los iris en cada tramo. También podemos indicar al programa que queremos definir una variable en las líneas de transmisión dentro del esquemático haciendo click en la casilla “*tune*” como vemos en la Figura 5.58:

Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
a	19.05	(mm)	22.86 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
d	DI1	(mm)	15 mm	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
er	1	()	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
F	11300	(MHz)	9000 MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Figura 5.58. Tabla de definición de las líneas de transmisión.

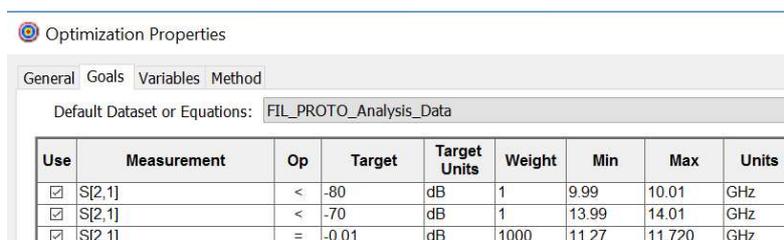
Antes de definir las condiciones de la optimización, debemos explicar que hemos creado dos métodos para calibrar nuestro diseño:

- Optimización 1 mediante las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.
- Optimización 2 mediante un sistema de errores relativos entre la simulación electromagnética y el filtro diseñado en Keysight Genesys™.

Para realizar la optimización se hace clic en: “*Designs*”> “*Add*”> “*Evaluation*”> “*Optimization*”.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña “*Goals*” que deben tomar los parámetros S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 1. En la Figura 5.59 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:



Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-80	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-70	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	1000	11.27	11.720	GHz

Figura 5.59. Tabla de definición de las condiciones iniciales.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -80 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando la aproximación de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).

Con estas condiciones propuestas desde un inicio nos ha sido imposible mostrar un filtro que se asemeje a los propuestos por eso, hemos añadido más condiciones a la Optimización 1, tanto para S_{21} como para S_{11} . También hemos bajado los requisitos de la banda atenuada hasta -85dB para que sean menos restrictivos. Lo podemos ver en la figura 5.60:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: FILTRO_IRISSIM_FILTRO_IRIS_ASIMETRICO_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	1000	11.27	11.72	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-50	dB	1000	11.27	11.72	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1	11.99	12.01	GHz

Figura 5.60. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Rizzi y Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.
- En el rango entre: 11.27 GHz a 11.72 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 1000, igual a -50 dB. Esta condición añadida es importante ya que, como hemos visto en la gráfica (Figura 48) de la simulación electromagnética, el coeficiente de reflexión S_{11} debe caer como mínimo a los -50 dB de pérdidas para que el correcto funcionamiento del filtro.

Solamente quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

- en la pestaña "variables" dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.61).

Optimization Properties

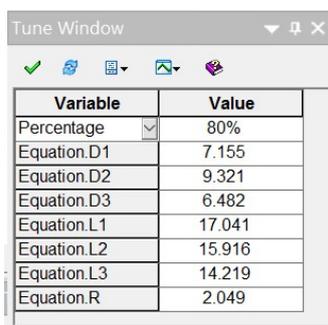
General Goals Variables Method

Use	Variable	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	Equation.R			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2			None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3			None

Figura 5.61. Rango de variables con primer método.

- en la ventana "Tune window" que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas

las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.62). El porcentaje que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.



Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	7.155
Equation.D2	9.321
Equation.D3	6.482
Equation.L1	17.041
Equation.L2	15.916
Equation.L3	14.219
Equation.R	2.049

Figura 5.62. Rango de variables con segundo método.

-Optimización 2:

Para la optimización 2, se han creado un sistema de ecuaciones que nos ayudarán, mediante una resta de errores entre S21 y S11, a perfilar la curva de nuestro filtro para que se asemeje a lo que buscamos. Para ello, las hemos definido en nuestra plantilla de ecuaciones como se muestra en la Figura 5.63. Hemos cargado en Delta1 el parámetro S21 de la simulación electromagnética la cual se encuentra en "IRIS_ASIM.s2p" y la hemos restado al parámetro S21 que generó nuestro esquemático mediante las aproximaciones de Marcuvitz:

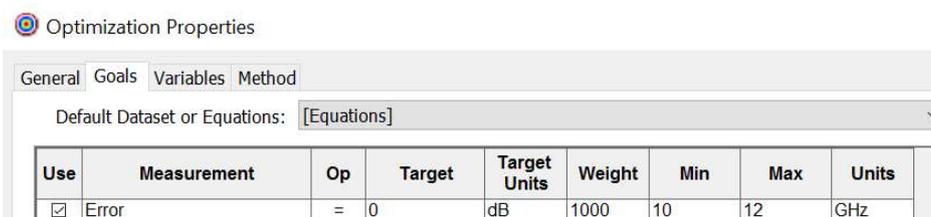
```

17 Delta1=( [IRIS_ASIM.s2p] .S21)
18 Delta2=(FILTRÖ_IRISSIM_FILTRO_IRIS_ASIMETRICO_Data.S21)
19 Error=Delta1-Delta2

```

Figura 5.63. Sistema de errores.

Ahora que ya hemos definido las ecuaciones, debemos añadir otra pestaña de optimizaciones, que llamaremos Optimization2, mediante la secuencia "Designs"> "Add" > "Evaluation" > "Optimization". Entramos en la pestaña "Goals" y en la casilla de medidas a optimizar debemos escribir "Error", que es la resta entre las dos Deltas. También tenemos que seleccionar en el resalte "Default Dataset and Equations" el destino donde se encuentra la variable a optimizar, en este caso está definida en nuestra herramienta de ecuaciones llamada "Equation", como vemos en la Figura 5.64:



Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: [Equations]

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Error	=	0	dB	1000	10	12	GHz

Figura 5.64. Condición de la optimización 2.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 10 GHz a 12 GHz. El valor del error es igual a 0, con un peso de 1000.

Con los tipos de optimizaciones ya explicados, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.65) con los parámetros S_{21} y S_{11} de los tres filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, el prototipo Chebyshev y el electromagnético del laboratorio. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

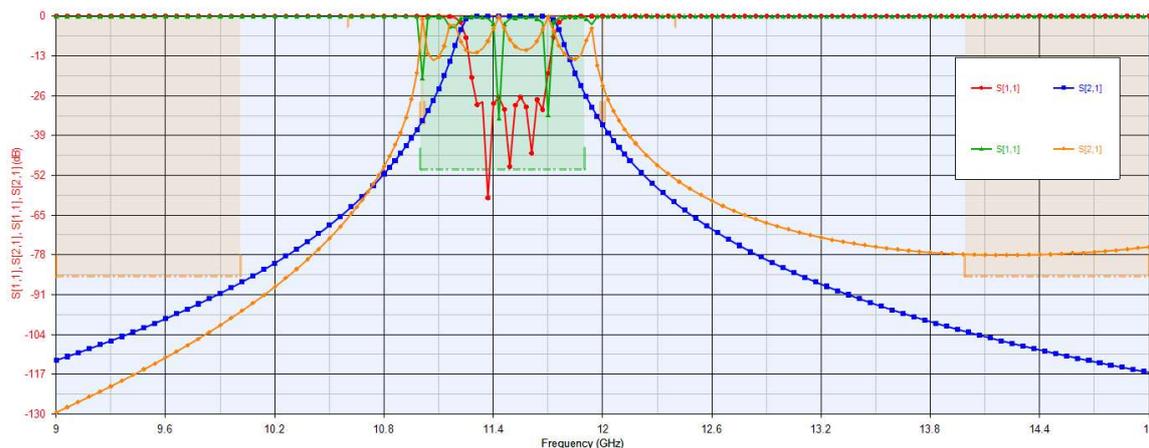


Figura 5.65. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.65 se puede decir:

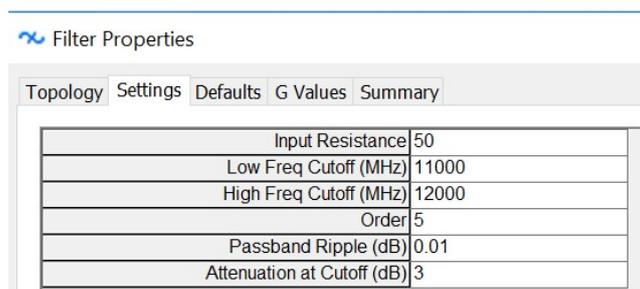
-La respuesta del parámetro S_{21} , que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, continúa no siendo tan óptima como cabría de esperar. A pesar de haber bajado las condiciones de la banda de atenuación tanto mínima (a 10 GHz \rightarrow -85 dB) como máxima (a 14 GHz \rightarrow -85 dB), vemos que, a las frecuencias de 11 GHz y de 11.9 GHz, observamos un rizado muy elevado que no atenúa la señal como debería (-0.9dB en vez de -34dB y -3.9dB en vez de -29dB). Además, dentro de la banda de paso también podemos apreciar un elevado rizado, lo que implica que nuestro diseño no se comportaría de modo correcto dado que nos está atenuando la señal demasiado. Lo mismo ocurre cuando observamos el parámetro S_{11} , correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™. Vemos que a las frecuencias aproximadas de 11.46 GHz y 11.67 tenemos unas pérdidas aceptables de -30dB y -32dB, sin embargo, en las demás frecuencias de la banda de paso tenemos unas pérdidas demasiado altas, tanto que incluso alcanzan los 0dB.

5.3.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 2

Acabamos de analizar los diseños creados mediante el simulador Keysight Genesys™ y concluimos que los resultados no son los esperados (aunque mejoren los del filtro simétrico de 5 secciones analizado anteriormente) con las aproximaciones de Marcuvitz. El elevado rizado y las múltiples pérdidas nos obliga a buscar alguna solución para aproximar nuestro diseño al de la simulación electromagnética. Como hemos realizado anteriormente, comenzaremos por **ampliar el ancho de la banda de paso** para suavizar dicho rizado en el parámetro S_{21} y bajar las pérdidas que se aprecian en

el parámetro S11. Por tanto, tendremos que rediseñar tanto el filtro prototipo como las condiciones de optimización.

Keysight Genesys™ ofrece la posibilidad de utilizar filtros teóricos de tipo Chebyshev, Butterworth, Bessel, etc. aportando además el modelo circuital. Simplemente con hacer clic en: “Designs” > “Add” > “Syntheses” > “Passive Filter”. Ahora debemos caracterizar el filtro prototipo entrando en la pestaña “Settings”. En la Figura 5.66 se muestran las propiedades de dicho filtro, el mismo que utilizamos para el Filtro1:



Filter Properties	
Topology Settings Defaults G Values Summary	
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11000
High Freq Cutoff (MHz)	12000
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

Figura 5.66. Propiedades del filtro prototipo.

Características del filtro Chebyshev:

- Impedancias de entrada: 50 Ω .
- Frecuencia de corte inferior: 11000 MHz.
- Frecuencia de corte superior: 12000 MHz.
- Orden del filtro: 5.

En la Figura 5.67 se muestra el parámetro S21 y S11 del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™:

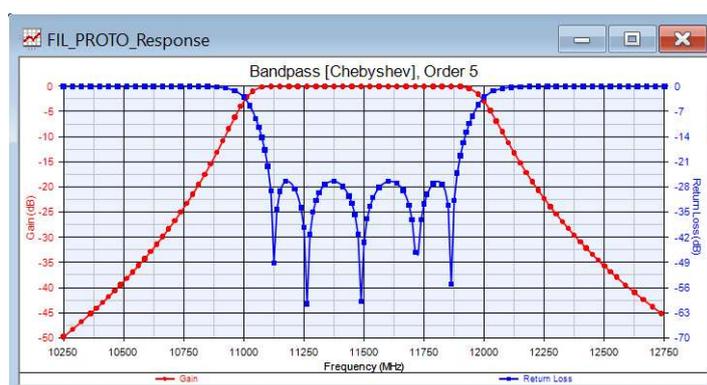


Figura 5.67. Representación del filtro prototipo.

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 5.68.

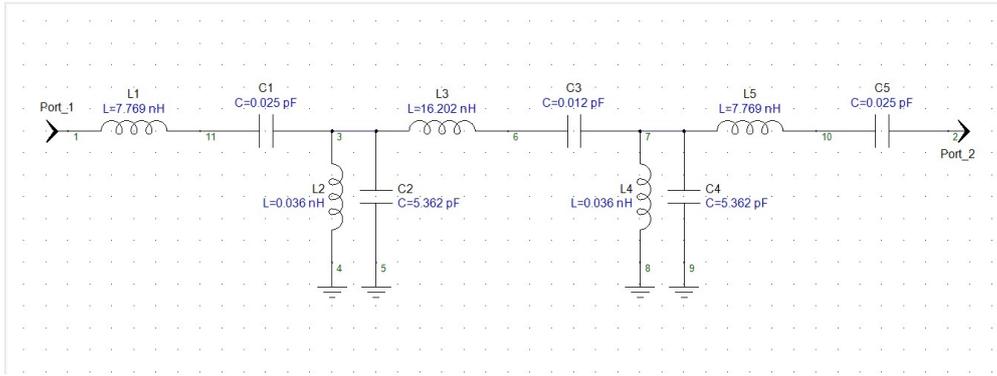


Figura 5.68. Parámetros concentrados del filtro prototipo.

Ahora que ya hemos definido el nuevo filtro prototipo con banda de paso entre 11 GHz y 12 GHz, podemos continuar con los cambios en la optimización. Como hemos hecho en las anteriores simulaciones, se han creado dos métodos para calibrar nuestro diseño:

- Optimización 1 mediante las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.
- Optimización 2 mediante un sistema de errores relativos entre el filtro prototipo y el filtro diseñado en Keysight Genesys™.

Para realizar la optimización se hace clic en: “*Designs*”> “*Add*”> “*Evaluation*”> “*Optimization*”.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña “*Goals*” que deben tomar los parámetros S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 2. En la Figura 61 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: S_FIL_IRIS_ASIM_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9	10.01	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	1000	11.0	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.99	12.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-30	dB	100	11.00	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.00	11.02	GHz

Figura 5.69. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 15 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (del filtro prototipo Chebyshev).
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 100, igual a -30 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 11.02 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 11GHz porque si no tiende a llegar a esa frecuencia.

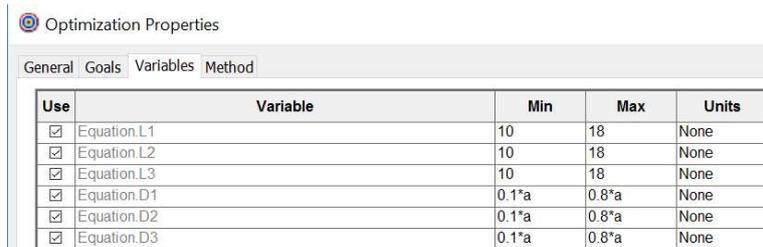
Como vemos en la Figura 5.69, no todas las condiciones que hemos explicado están afectando a la optimización 1. Esto es porque algunas las hemos deshabilitado presionando en los cuadrados de cada medida en la columna "Use" principalmente por dos razones:

- Si ejecutamos una optimización con varias condiciones, el tiempo de simulación podría ampliarse de manera muy notable, por lo que perderíamos esa ventaja que nos otorga Keysight Genesys™.

- Para mejorar los resultados en los casos anteriores en los que nuestro diseño no se adaptaba de manera correcta a lo que esperábamos, hemos de hacer menos restrictivas algunas condiciones iniciales. Se decidió perder magnitud de atenuación, que ofrece S_{21} , fuera de la banda de paso para que esta perdiera el rizado tan elevado que no podíamos estabilizar. Nuestro primer objetivo será que la banda de paso comprendida entre las frecuencias 11 GHz y 12GHz funciones de manera correcta y se asemeje lo máximo a la simulación electromagnética. Por lo tanto, seleccionaremos la tercera condición (que afecta a la atenuación que influirá en la señal al pasar por el filtro) y la quinta condición (que afectará a las pérdidas por reflexión).

Como hemos visto anteriormente, quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

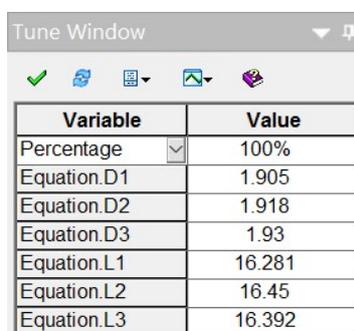
- en la pestaña "variables" dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.70). En este caso, si hemos utilizado este método para variar los parámetros $D1, D2, D3, L1, L2, L3$. Para las longitudes de las líneas de transmisión se dará un valor mínimo de 10 mm y máximo de 18 mm. Para las longitudes de los huecos que dejan los iris en la guía se dará un valor mínimo de $0.1 \times a$ (anchura de la guía) y máximo de $0.8 \times a$ (anchura de la guía).



Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1	0.1*a	0.8*a	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2	0.1*a	0.8*a	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3	0.1*a	0.8*a	None

Figura 5.70. Rango de variables con primer método.

- en la ventana “Tune window” que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.71). El porcentaje que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.



Variable	Value
Percentage	100%
Equation.D1	1.905
Equation.D2	1.918
Equation.D3	1.93
Equation.L1	16.281
Equation.L2	16.45
Equation.L3	16.392

Figura 5.71. Rango de variables con segundo método.

-Optimización 2:

Para la optimización 2, se han creado un sistema de ecuaciones que nos ayudarán a perfilar la curva de nuestro filtro para que se asemeje a lo que buscamos. Sin embargo, hemos hecho algunos cambios en las ecuaciones con respecto a la optimización 2 realizada anteriormente dado que el nuevo método es más preciso en los cálculos. Para ello, las hemos definido en nuestra plantilla de ecuaciones como se muestra en la Figura 5.72. Hemos cargado en Error1 el parámetro S11 del filtro prototipo el cual se encuentra en “FIL_PROTO_Analysis_Data.S11” y la hemos restado al parámetro S11 que generó nuestro esquemático mediante las aproximaciones de Marcuvitz el cual se encuentra en “S__FIL_IRIS_ASIM_Data.S11”. La resta se realiza con unidades dB. Hacemos la misma operación para los parámetros S21,S12,S22 y calculamos la media aritmética entre los cuatro parámetros. El resultado lo guardamos en la variable Etot :

```

17 Error11=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S11)-db(S__FIL_IRIS_ASIM_Data.S11)
18 Error21=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S21)-db(S__FIL_IRIS_ASIM_Data.S21)
19 Error12=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S12)-db(S__FIL_IRIS_ASIM_Data.S12)
20 Error22=db(FIL_PROTO_Analysis_Data.S22)-db(S__FIL_IRIS_ASIM_Data.S22)
21 Etot=(Error11+Error21+Error12+Error22)/4

```

Figura 5.72. Sistema de errores.

Ahora que ya hemos definido las ecuaciones, debemos añadir otra pestaña de optimizaciones, que llamaremos Optimization2, mediante la secuencia “Designs”> “Add”

> “Evaluation” > “Optimization”. Entramos en la pestaña “Goals” y en la casilla de medidas a optimizar debemos escribir “Etot”, que es la media aritmética entre los cuatro errores. También tenemos que seleccionar en el resalte “Default Dataset and Equations” el destino donde se encuentra la variable a optimizar, en este caso está definida en nuestra herramienta de ecuaciones llamada “Equation”, como vemos en la Figura 5.73:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: [Equations]

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Etot	=	0	None	1000	9	15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 5.73. Condición de la optimización 2.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 15 GHz. El valor del error es igual a 0, con un peso de 1000.

Con los tipos de optimizaciones ya explicados, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.74) con los parámetros S21 y S11 de los dos filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, y el prototipo Chebyshev. El electromagnético del laboratorio no lo hemos dibujado esta vez porque el prototipo nos muestra una curva muy similar. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

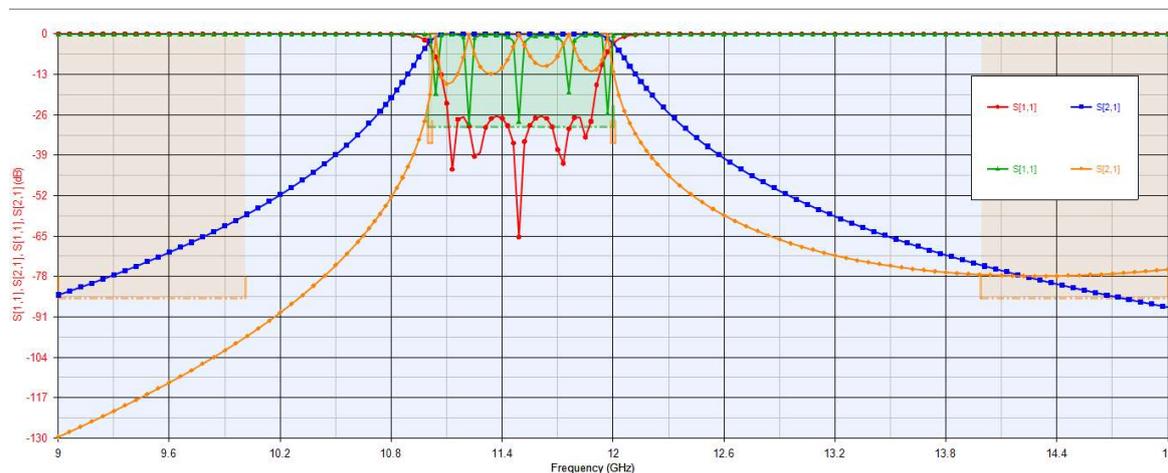


Figura 5.74. Comparativa del parámetro S21 y S11 con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.74 se puede decir:

- La respuesta del parámetro **S21** que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, muestra una mejora evidente con respecto al filtro anteriormente diseñado con banda de paso de 11.27 GHz a 11.72 GHz, aunque no tan eficaz como con los filtros simétricos previamente estudiados. El rizado que nos acompañaba antes

de aumentar el ancho de banda sigue presente. Por lo tanto, aumentar la banda y diseñar el nuevo sistema de ecuaciones no ha sido tan determinante en este caso ya que lo podemos encontrar a lo largo de toda la banda de paso (de 11 GHz a 12 GHz). Sin embargo, sí que pudimos llegar a las condiciones de la banda de atenuación, con -80 dB (la mínima) y -70 dB (la máxima) que nos propusieron inicialmente. La mínima quedará en 10 GHz \rightarrow -97 dB y la máxima 14 GHz \rightarrow -77 dB, valores que incluso mejoran al filtro prototipo **S21**, que no supera los -58 dB de mínima y los -75 dB de máxima. En cuanto al parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas que ofrecería el filtro son menores que en casos anteriores. A la frecuencia de 11.76 GHz \rightarrow -18.53 dB observamos el peor caso donde las pérdidas son mayores a lo largo de la banda de paso. El mejor caso lo encontramos a la frecuencia de 11.22 GHz \rightarrow -28.64 dB, donde no superamos la condición mínima de -30 dB que impusimos en la optimización. A pesar de no llegar a las bajas pérdidas que nos proporcionaría el filtro prototipo **S11**, vemos que los cambios propuestos han sido bastante acertados para el parámetro S11 en comparación a las primeras optimizaciones realizadas.

En conclusión, hemos encontrado una configuración más aceptable gracias a las optimizaciones propuestas, pero no lo suficientemente buena para el correcto funcionamiento del filtro, dado que el rizado que encontramos en el parámetro S21 que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™ es demasiado elevado en la banda de paso. Además de eso, tenemos otra parte negativa que es cambio brusco en la geometría de la guía, bastante más alta que en el caso de los filtros simétricos; las condiciones iniciales eran las siguientes:

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$D1 = 12.0 \text{ mm.}$$

$$D2 = 9.14 \text{ mm.}$$

$$D3 = 8.49 \text{ mm.}$$

-distancias de línea de transmisión

$$L1 = 14.31 \text{ mm.}$$

$$L2 = 16.38 \text{ mm.}$$

$$L3 = 16.63 \text{ mm.}$$

Geometría de la guía después de ejecutar las optimizaciones 1 y 2 (Figura 5.75):

Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	1.905
Equation.D2	1.918
Equation.D3	1.93
Equation.L1	16.281
Equation.L2	16.45
Equation.L3	16.392

Figura 5.75. Geometría de la guía con método Marcuvitz.

En la Figura 5.75 podemos observar que tanto $D1$ como $D2$ y $D3$, que se corresponden a las distancias de los huecos que dejan los iris en todos los tramos, han variado de manera muy notable con respecto al diseño inicial (12.0 mm. \rightarrow 1.905 mm.; 9.14 mm. \rightarrow 1.918 mm.; 8.49 mm. \rightarrow 1.93 mm.), tanto ha disminuido la longitud que los iris casi cierran el paso de las ondas por la guía. No obstante, los demás parámetros han sufrido pequeños

cambios, no mucho más de 1 mm. de diferencia, lo que no varía demasiado la estructura inicial en el resto de zonas.

5.4 FILTRO 3

5.4.1 Diseño del esquemático del Filtro 3

Como el Filtro 3 es exactamente idéntico al Filtro 1 salvo por la anchura de los iris (que será finita de 1,2 mm. en vez de nula), utilizaremos el mismo filtro de 5 secciones simétrico con respuesta de tipo Chebyshev de frecuencia central de 11.3 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 10 GHz y 14 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Figura 5.76

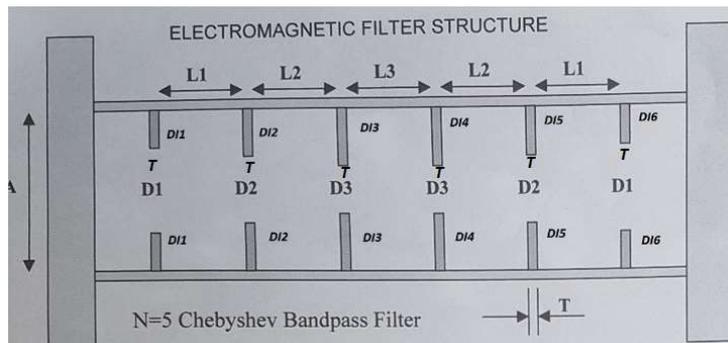


Figura 5.76. Dimensiones del filtro 3.

Por lo tanto, las dimensiones de la guía son las siguientes:

- número de iris=6.
- número de cavidades=5.
- anchura de la guía $A = 19.05 \text{ mm}$.
- altura de la guía $B = \frac{A}{2} = 9.525 \text{ mm}$.
- anchura del iris $T = 1.2 \text{ mm}$.

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$\begin{aligned} D1 &= 10.02 \text{ mm.} \\ D2 &= 6.52 \text{ mm.} \\ D3 &= 5.75 \text{ mm.} \end{aligned}$$

-distancias de línea de transmisión

$$\begin{aligned} L1 &= 14.49 \text{ mm.} \\ L2 &= 16.34 \text{ mm.} \\ L3 &= 16.58 \text{ mm.} \end{aligned}$$

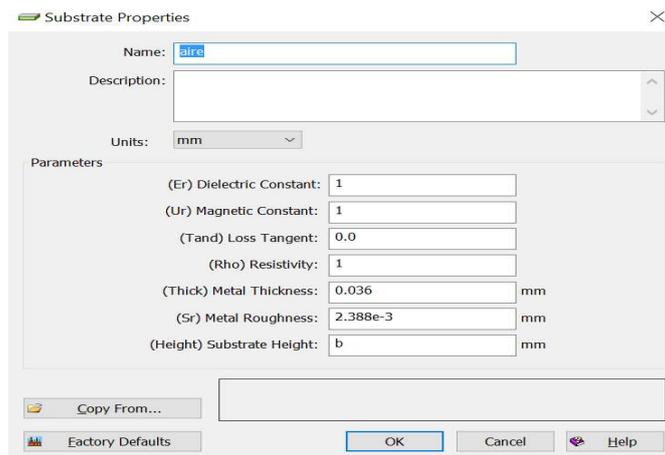
-longitudes de cada tramo de iris:

$$\begin{aligned} DI1 &= \frac{A-D1}{2} = \frac{19.05-10.02}{2} = 4.515 \text{ mm.} \\ DI2 &= \frac{A-D2}{2} = \frac{19.05-6.52}{2} = 6.265 \text{ mm.} \\ DI3 &= \frac{A-D3}{2} = \frac{19.05-5.75}{2} = 6.65 \text{ mm.} \end{aligned}$$

Dada que la geometría de la guía es de carácter simétrico, podemos decir que:

$$L1 = L5; L2 = L4; DI1 = DI6; DI2 = DI5, DI3 = DI4$$

Lo segundo será añadir el sustrato 'Aire' al esquemático para que las simulaciones sean lo más reales posibles:



Como anteriormente, se ha diseñado el Filtro 3 de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev mediante los componentes que facilita el simulador Keysight Genesys™. Los componentes que se utilizarán han sido descritos en el Capítulo 4. Para modelar un filtro microondas de orden 5 se necesitarán: 2 transiciones coaxial-guía, 7 líneas de transmisión y 6 componentes genéricos SP para introducir el correspondiente fichero Verilog-A. Para el filtro 3 simétrico con el método Marcuvitz se utilizará el fichero “wrsirft2@12-wrsirft2.va”.

El filtro 3 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda. Estas condiciones son válidas solo para Marcuvitz de iris grosor finito dado que para Rizzi no disponemos de sus aproximaciones en ficheros Verilog-A:

```
parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
parameter real b=0.01016 from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]
parameter real dx=0.008 from [0:a]; //suma de la anchura de ambos
obstáculos [m]
parameter real l=0.0007 from [0:dx/2]; //grosor de los obstáculos [m]
parameter real F=9e9 from (0:inf); //Frecuencia [Hz]
parameter real er=1 from (0:inf); //Constante dieléctrica relativa
```

Al ser una guía de onda WR-75, la transición coaxial-guía tiene que tener estos parámetros: W (ancho de la guía) = 19.05 mm, H (altura de la guía) = 9.525 mm y una impedancia característica del cable de $Z_0=50 \Omega$. La línea de transmisión tendrá mismos valores: W (19.05 mm) y H (9.525 mm) pero cambiará la longitud de la línea de transmisión L para cada tramo de la guía de onda como muestra la Figura 5.77. La primera línea de transmisión que se ubica entre la transición coaxial-guía y el primer SP1 la hemos diseñado con una longitud $L_0=8\text{mm}$. Lo mismo sucede en el final del circuito.

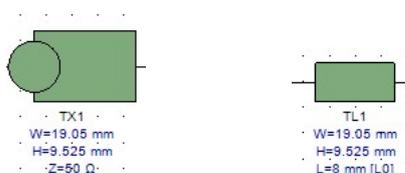
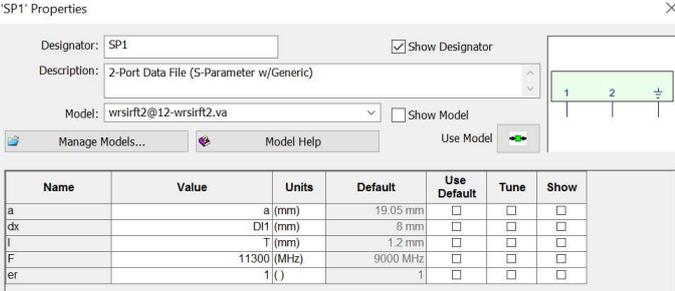


Figura 5.77. Transición coaxial-guía y línea de transmisión.

Ahora que ya tenemos estos dos componentes, continuamos definiendo los parámetros de los componentes SP [2-Port Data File (S-Parameter w/Generic)], Figura 5.78. Podríamos definirlo manualmente poniendo los valores requeridos pero también se podrían definir creando una hoja de ecuaciones que se sincronizaría directamente con el esquemático. Tan solo plasmando una letra bastaría para no volver a escribir cada valor numérico (por ejemplo la anchura de la guía $a=19.05$), Figura 5.78.



Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
a		a (mm)	19.05 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
dx		D1 (mm)	8 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
l		T (mm)	1.2 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
F	11300	(MHz)	9000 MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
er		1 ()	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

```

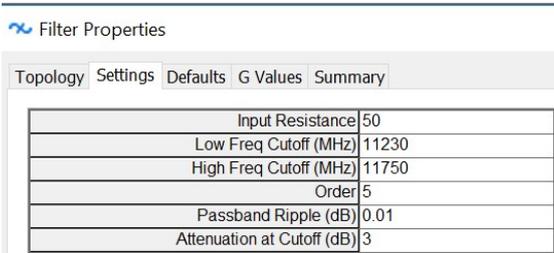
1 a=19.05 'Anc
2 b=a/2 'Alt
3 Lc=2*a 'Lon
4 L0=?8
5 L1=?14.5
6 L2=?16.3
7 L3=?16.5
8 L4=L3
9 L5=L2
10 L6=L1
11 D1=?10
12 D2=?6.5
13 D3=?5.7
14 DI1=(a-D1)
15 DI2=(a-D2)
16 DI3=(a-D3)
17 T=1.2

```

Figura 5.78. Características del componente SP y sistema de ecuaciones.

5.4.2 Primera representación del Filtro 3

Antes de comenzar con la modelación del Filtro 3 de 5 secciones, debemos diseñar un filtro prototipo ideal que usaremos de comparador. Será el mismo que utilizamos en el Filtro 1, por lo que no es necesario volver a explicar la creación del mismo. Mostraremos las propiedades en la figura 5.79:



Property	Value
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11230
High Freq Cutoff (MHz)	11750
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

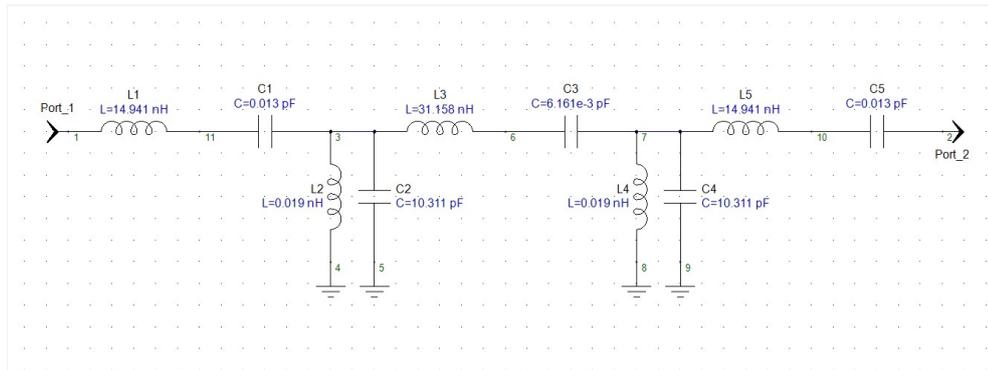
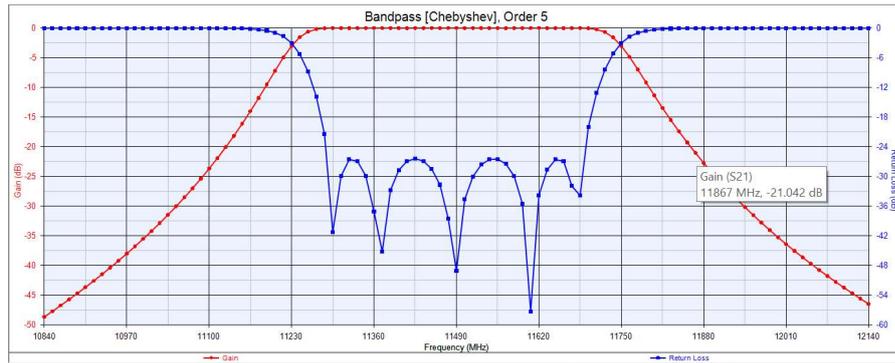


Figura 5.79. Características del filtro prototipo.

La figura 5.80 muestra el diseño del esquemático para modelar el Filtro 3 de 5 secciones. En este caso se creará un esquemático ya que solo podremos hacer la aproximación con método de Marcuvitz. Para definirlo tendremos que buscar en la biblioteca de ficheros el correspondiente.

Marcuvitz: "wrsirft2@12-wrsirft2.va"

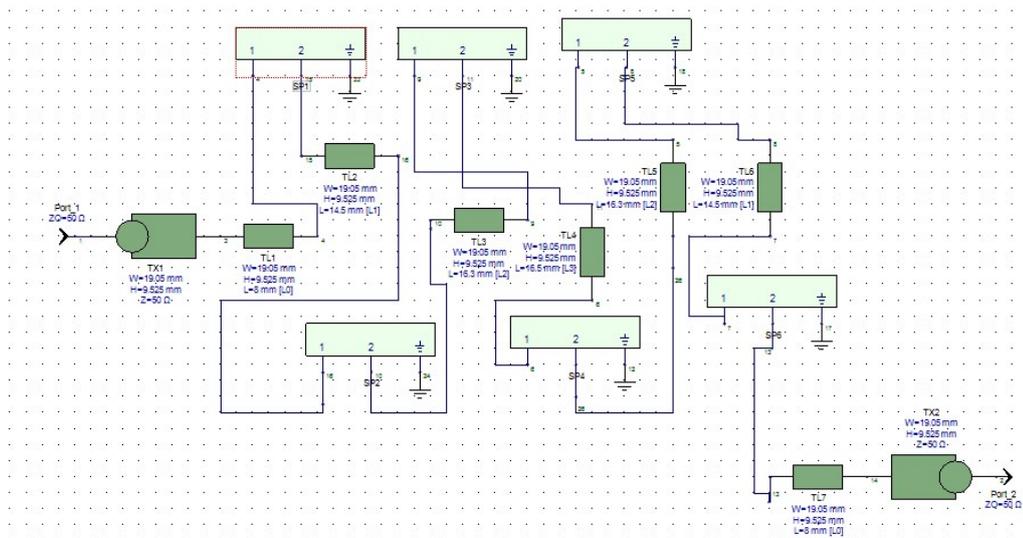


Figura 5.80. Esquemático del filtro 3 de 5 secciones.

5.4.2.1 Representación gráfica del Filtro 3 con método de Marcuvitz

En la Figura 5.81 se representa la respuesta del parámetro S21 y S11 de:

- La simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™ **S21** y **S11**.
- La simulación realizada del filtro 3 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S21** y **S11**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S21** y **S11**.

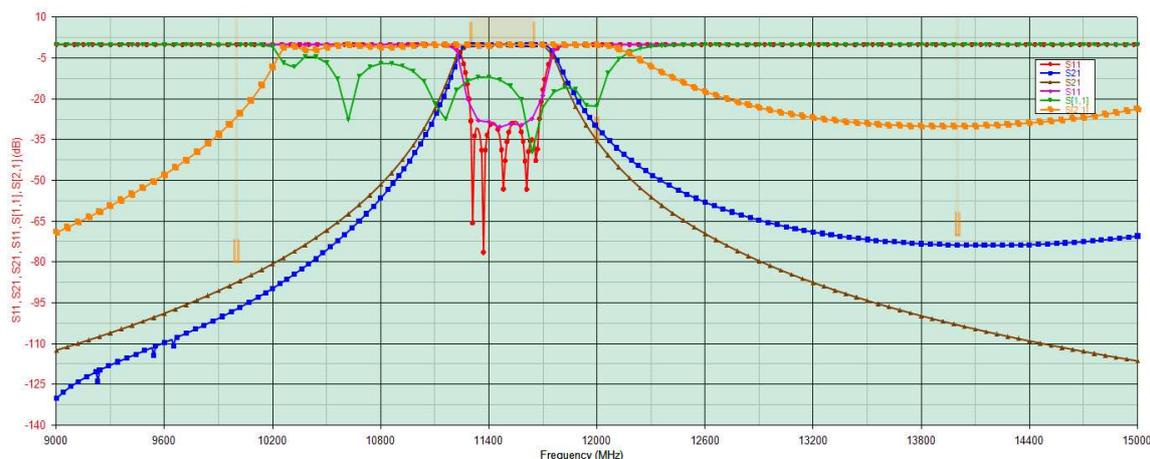


Figura 5.81. Comparativa de respuestas del parámetro S21 y S11.

Observando la Figura 5.81 se puede decir:

- La respuesta de la simulación mediante el método de Marcuvitz **S21** y **S11** realizado con el esquemático de más arriba, presentan los mismos problemas que en los anteriores casos. Vemos que el principal problema es el ancho de banda que presentan los parámetros a diseñar. El filtro tiene una zona de la banda de paso de 10,2 GHz a 12,1 GHz, muy diferente a los 0,5 GHz aproximados que debería tener. Aparte, también presenta muchas pérdidas de reflexión (peor caso 10,32 GHz \rightarrow -8,3 dB) y la banda de transición no atenúa la señal tanto como debería, tanto mínima (10 GHz \rightarrow -25,2 dB en vez de -80 dB) como máxima (14 GHz \rightarrow -30 dB en vez de -70 dB). Por tanto, la solución para mejorar el filtro será la optimización.

5.4.3 Primeras optimizaciones del Filtro 3

Como esta parte es similar a la explicada en el Filtro 1, pasaremos directamente a mostrar las optimizaciones que hemos usado y continuaremos con la representación gráfica del filtro optimizado. En este caso solo utilizaremos la optimización 1 que se refiere a las condiciones iniciales requeridas en la simulación electromagnética. Como en los demás casos, con las condiciones propuestas desde un inicio nos ha sido imposible mostrar un filtro que se asemeje a los propuestos por eso, hemos añadido más condiciones a la Optimización 1, tanto para S21 como para S11. Como vemos en la figura 5.82:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: FILTRO_IRISSIM_FILTRO_IRIS_SIMETRICO_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-80	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-70	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-0.01	dB	100	11.3	11.65	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-40	dB	1	11.3	11.65	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1	11.99	12.01	GHz

Figura 5.82. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -80 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB.
- En el rango entre: 11.3 GHz a 11.65 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).
- En el rango entre: 11.3 GHz a 11.65 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 1, igual a -40 dB.
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.

Con la optimización ya explicada, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.83) con los parámetros S_{21} y S_{11} de los tres filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, el prototipo Chebyshev y el electromagnético del laboratorio. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

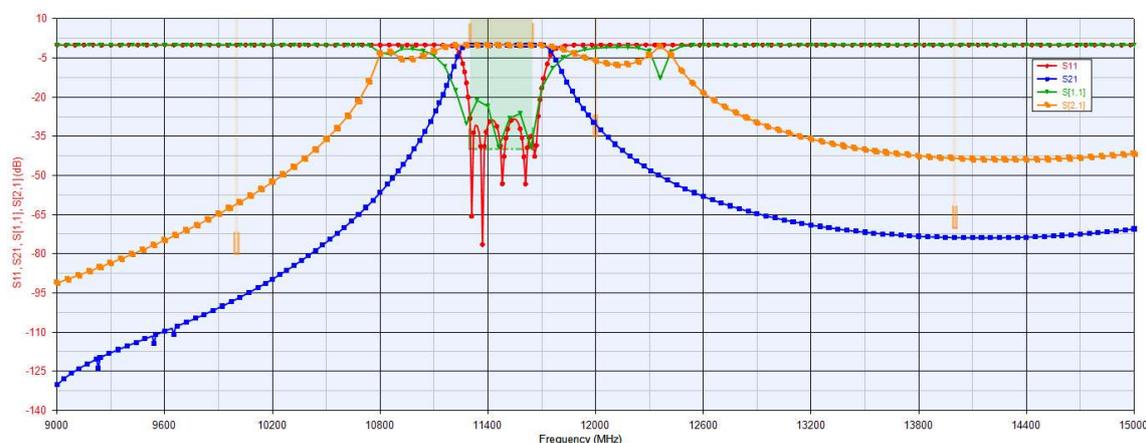


Figura 5.83. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.83 se puede decir:

-La respuesta del parámetro S_{21} , que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, sigue presentando los mismos problemas anteriores. La banda de paso se ha recortado bastante (de 11.3 GHz a 11.7 GHz) pero el rizado que vemos es demasiado elevado, tanto que los peores casos llegan casi a los 0 dB (a 12.3 GHz \rightarrow -0.3 dB y a 10.8 GHz \rightarrow -2.5 dB). En cambio, cuando observamos el parámetro S_{11} , correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que ha mejorado de manera notable. El peor caso lo encontramos a la frecuencia de 11.28 GHz \rightarrow -30.2 dB y el mejor caso a la frecuencia de 11.46 GHz \rightarrow -39.2 dB. Sin embargo, observamos dos caídas, una a 10.86 GHz \rightarrow -3.7 dB y otra (más elevada) a 12.36 GHz \rightarrow -12.84 dB.

5.4.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 3

Como cabría de esperar, la mejor solución para mejorar nuestro diseño es **ampliar el ancho de la banda de paso** para suavizar dicho rizado en el parámetro S_{21} y bajar las pérdidas que se aprecian en el parámetro S_{11} . Por tanto, tendremos que rediseñar tanto el filtro prototipo como las condiciones de optimización.

Antes de empezar, diseñaremos el nuevo filtro prototipo de ancho de banda de paso de 11 GHz a 12 GHz, como hicimos en las optimizaciones finales de los filtros 1 y 2. En la Figura 5.84 se muestran las propiedades de dicho filtro:

Filter Properties

Topology	Settings	Defaults	G Values	Summary
Input Resistance	50			
Low Freq Cutoff (MHz)	11000			
High Freq Cutoff (MHz)	12000			
Order	5			
Passband Ripple (dB)	0.01			
Attenuation at Cutoff (dB)	3			

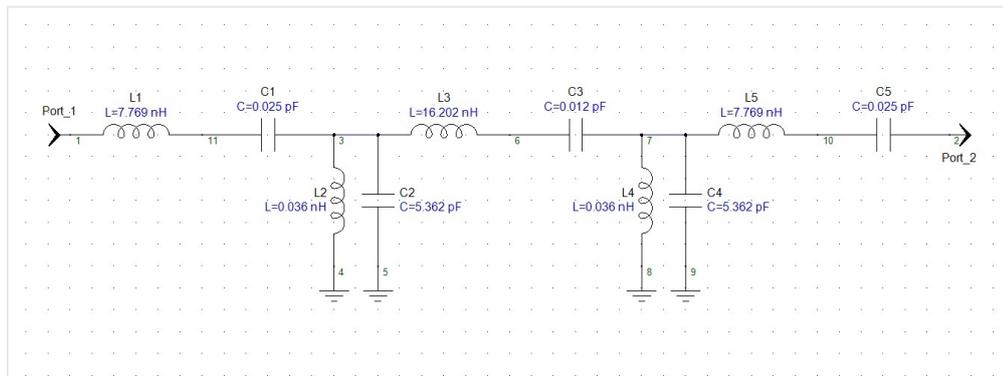
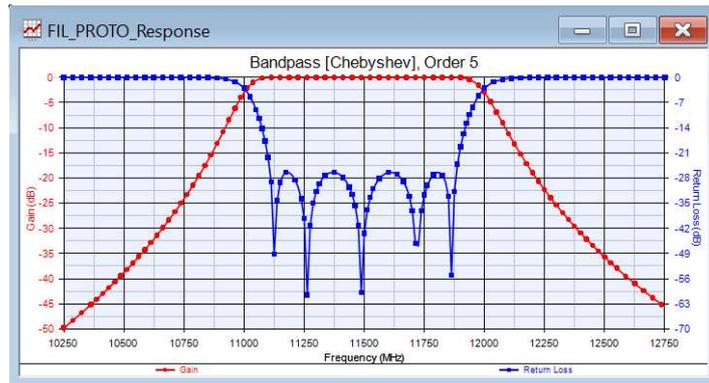


Figura 5.84. Características del filtro prototipo.

Ahora que ya hemos definido el nuevo filtro prototipo con banda de paso entre 11 GHz y 12 GHz, podemos continuar con los cambios en la optimización. En este caso, solo utilizaremos la optimización 1, que se corresponde a las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña "Goals" que deben tomar los parámetros S21 y S11 en dB de la simulación realizada del filtro 3. En la Figura 5.85 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: S_FIL_IRIS_ASIM_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9	10.01	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	100	11.0	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.99	12.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-30	dB	100	11.00	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	10000	11.00	11.02	GHz

Figura 5.85. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 15 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (del filtro prototipo Chebyshev).
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 100, igual a -30 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 11.02 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 10000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 11GHz porque si no tiende a llegar a esa frecuencia.

Como vemos en la Figura 5.85, no todas las condiciones que hemos explicado están afectando a la optimización 1. Esto es porque algunas las hemos deshabilitado presionando en los cuadrados de cada medida en la columna "Use" principalmente por dos razones:

- Si ejecutamos una optimización con varias condiciones, el tiempo de simulación podría ampliarse de manera muy notable, por lo que perderíamos esa ventaja que nos otorga Keysight Genesys™.

- Para mejorar los resultados en los casos anteriores en los que nuestro diseño no se adaptaba de manera correcta a lo que esperábamos, hemos de hacer menos restrictivas algunas condiciones iniciales. Se decidió perder magnitud de atenuación, que ofrece S_{21} , fuera de la banda de paso para que esta perdiera el rizado tan elevado que no podíamos estabilizar. Nuestro primer objetivo será que la banda de paso comprendida entre las frecuencias 11 GHz y 12GHz funciones de manera correcta y se asemeje lo máximo a la simulación electromagnética. Por lo tanto, seleccionaremos la tercera condición (que afecta a la atenuación que influirá en la señal al pasar por el filtro) y la quinta condición (que afectará a las pérdidas por reflexión).

Como hemos visto anteriormente, quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

- en la pestaña "variables" dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.86). En este caso, si hemos utilizado este método para variar los parámetros $D1, D2, D3, L1, L2, L3$. Para las longitudes de las líneas de transmisión se dará un valor mínimo de 10 mm y máximo de 18 mm. Para las longitudes de los huecos que dejan los iris en la guía se dará un valor mínimo de $0.1 \times a$ (anchura de la guía) y máximo de $0.8 \times a$ (anchura de la guía).

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1	0.1*a	0.8*a	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2	0.1*a	0.8*a	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3	0.1*a	0.8*a	None

Figura 5.86. Rango de variables con primer método.

- en la ventana "Tune window" que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.87). El porcentaje que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.

Tune Window

Variable	Value
Percentage	80%
Equation1.D1	11.924
Equation1.D2	5.438
Equation1.D3	2.19
Equation1.L0	162.289
Equation1.L1	13.141
Equation1.L2	15.827
Equation1.L3	16.646
Equation1.R	2.049

Figura 5.87. Rango de variables con segundo método.

Con la optimización ya explicada, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.88) con los parámetros S_{21} y S_{11} de los dos filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, y el prototipo Chebyshev. El electromagnético del laboratorio no lo hemos dibujado esta vez porque el prototipo nos muestra una curva muy similar. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

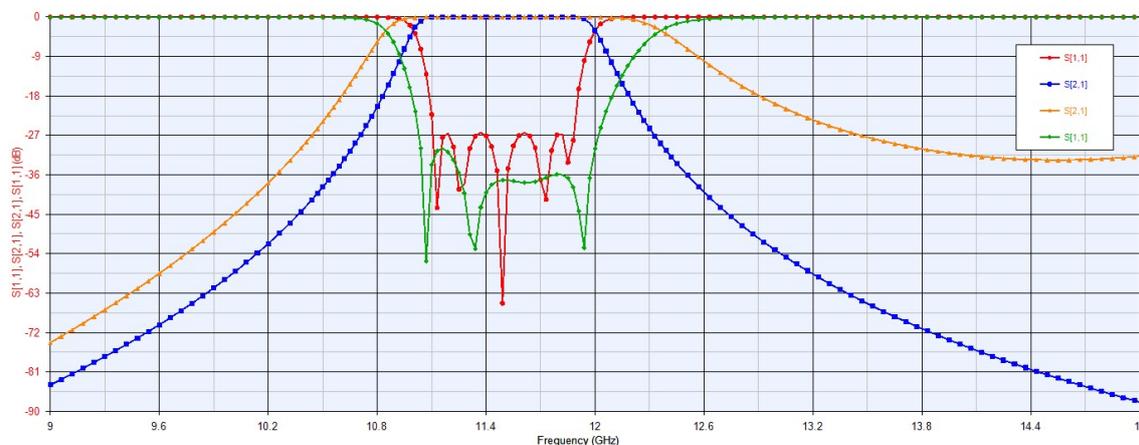


Figura 5.88. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.88 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S21** que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, muestra una mejoría evidente con respecto al filtro anteriormente diseñado con banda de paso de 11.27 GHz a 11.72 GHz, aunque no tan eficaz como con los filtros simétricos previamente estudiados. El rizado que nos acompañaba antes de aumentar el ancho de banda se ha suavizado por completo. Por lo tanto, aumentar la banda ha sido determinante para mejorar la S21 de nuestro diseño. Sin embargo, no pudimos llegar a las condiciones de la banda de atenuación, con -80 dB (la mínima) y -70 dB (la máxima) que nos propusieron inicialmente. La mínima quedará en 10 GHz → -44.8 dB y la máxima 14 GHz → -31.3 dB, valores que no llegan al filtro prototipo **S21**, que no supera los -58 dB de mínima y los -75 dB de máxima. En cuanto al parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas que ofrecería el filtro son algo menores que en casos anteriores. A la frecuencia de 11.64 GHz → -37.8 dB observamos el peor caso. El mejor caso lo encontramos a la frecuencia de 11.07 GHz → -55.6 dB, donde superamos con creces la condición mínima de -30 dB que impusimos en la optimización. A pesar de no mostrar unas pérdidas tan regulares como en el filtro prototipo **S11** los cambios propuestos han sido bastante acertados para el parámetro S21 en comparación a las primeras optimizaciones realizadas.

En conclusión, hemos encontrado una configuración más aceptable gracias a las optimizaciones propuestas, pero no lo suficientemente buena para el correcto funcionamiento del filtro, dado que en la curva del parámetro S21 que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™ no cae de manera tan brusca como debería, lo que lleva a tener una atenuación baja a las frecuencias superiores a 12 GHz. Además de eso, tenemos otra parte negativa que es cambio brusco en la geometría de la guía; las condiciones iniciales eran las siguientes:

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$D1 = 10.02 \text{ mm.}$$

$$D2 = 6.52 \text{ mm.}$$

$$D3 = 5.75 \text{ mm.}$$

-distancias de línea de transmisión

$$L1 = 14.49 \text{ mm.}$$

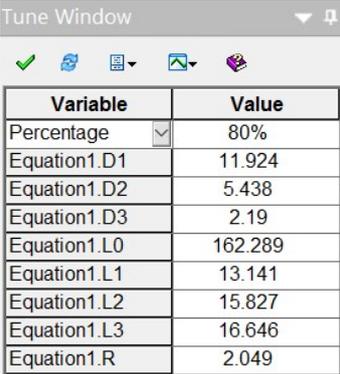
$$L2 = 16.34 \text{ mm.}$$

$$L3 = 16.58 \text{ mm.}$$

-anchura del iris:

$$T = 1.2 \text{ mm.}$$

Geometría de la guía después de ejecutar la optimización 1 (Figura 5.89):



Variable	Value
Percentage	80%
Equation1.D1	11.924
Equation1.D2	5.438
Equation1.D3	2.19
Equation1.L0	162.289
Equation1.L1	13.141
Equation1.L2	15.827
Equation1.L3	16.646
Equation1.R	2.049

Figura 5.89. Geometría de la guía con método Marcuvitz.

En la Figura 5.89 podemos observar que tanto $D1$ como $D2$ y $D3$, que se corresponden a las distancias de los huecos que dejan los iris en todos los tramos, han variado poco (comparado con otros casos) con respecto al diseño inicial (10.02 mm. \rightarrow 11.9 mm.; 6.52 mm. \rightarrow 5.438 mm.; 5.75 mm. \rightarrow 2.19 mm.), al igual que la anchura de los iris (1.2 mm. \rightarrow 2.049 mm.). No obstante, $L0$, que se corresponde a la primera línea de transmisión que se encuentra entre la transición coaxial-guía y el primer SP1, ha variado demasiado con respecto a la inicial (8 mm. \rightarrow 162.289 mm.). Los demás parámetros han sufrido pequeños cambios, no mucho más de 1 mm. de diferencia, lo que no varía demasiado la estructura inicial en el resto de zonas.

5.5 FILTRO 4

5.5.1 Diseño del esquemático del Filtro 4

Como el Filtro 4 es exactamente idéntico al Filtro 2 salvo por la anchura de los iris (que será finita de 2 mm. en vez de nula), utilizaremos el mismo filtro de 5 secciones asimétrico con respuesta de tipo Chebyshev de frecuencia central de 11.3 GHz y los

límites inferior y superior de la banda de paso son 10 GHz y 14 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Figura 5.90

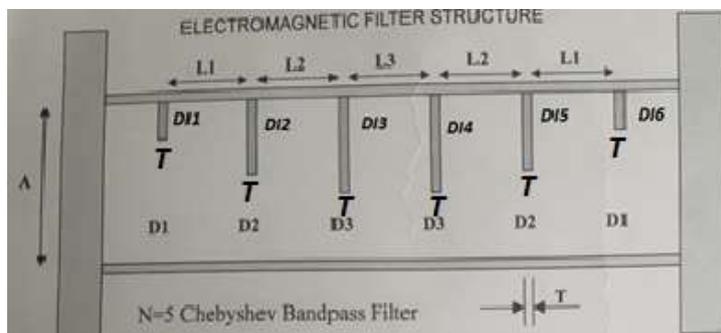


Figura 5.90. Dimensiones del filtro 4.

Por lo tanto, las dimensiones de la guía son las siguientes:

- número de iris=6.
- número de cavidades=5.
- anchura de la guía $A = 19.05 \text{ mm}$.
- altura de la guía $B = \frac{A}{2} = 9.525 \text{ mm}$.
- anchura del iris $T = 2.0 \text{ mm}$.

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$\begin{aligned} D1 &= 12.0 \text{ mm.} \\ D2 &= 9.14 \text{ mm.} \\ D3 &= 8.49 \text{ mm.} \end{aligned}$$

-distancias de línea de transmisión

$$\begin{aligned} L1 &= 14.31 \text{ mm.} \\ L2 &= 16.38 \text{ mm.} \\ L3 &= 16.63 \text{ mm.} \end{aligned}$$

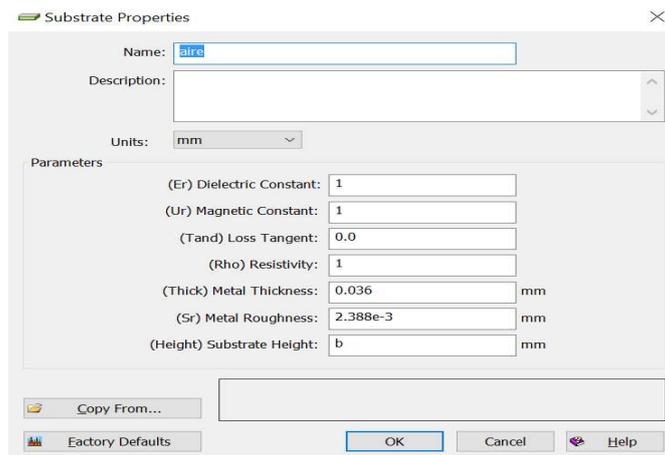
-longitudes de cada tramo de iris:

$$\begin{aligned} DI1 &= A - D2 = 19.05 - 12.0 = 7.05 \text{ mm.} \\ DI2 &= A - D2 = 19.05 - 9.14 = 9.91 \text{ mm.} \\ DI3 &= A - D3 = 19.05 - 8.49 = 10.56 \text{ mm} \end{aligned}$$

Dada que la geometría de la guía es de carácter simétrico, podemos decir que:

$$L1 = L5; L2 = L4; DI1 = DI6; DI2 = DI5, DI3 = DI4$$

Lo segundo será añadir el sustrato 'Aire' al esquemático para que las simulaciones sean lo más reales posibles:



Como anteriormente, se ha diseñado el Filtro 4 de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev mediante los componentes que facilita el simulador Keysight Genesys™. Los componentes que se utilizarán han sido descritos en el Capítulo 4. Para modelar un filtro microondas de orden 5 se necesitarán: 2 transiciones coaxial-guía, 7 líneas de transmisión y 6 componentes genéricos SP para introducir el correspondiente fichero Verilog-A. Para el filtro 4 asimétrico con el método Marcuvitz se utilizará el fichero “wriфт1@13-wriфт1.va”.

El filtro 4 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda. Estas condiciones son válidas solo para Marcivitz de iris grosor finito dado que para Rizzi no disponemos de sus aproximaciones en ficheros Verilog-A:

```
parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m]
parameter real b=0.01016 from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]
parameter real dx=0.008 from [0:a]; //suma de la anchura de ambos
obstáculos [m]
parameter real l=0.0007 from [0:dx/10]; //grosor de los obstáculos [m]
parameter real F=9e9 from (0:inf); //Frecuencia [Hz]
parameter real er=1 from (0:inf); //Constante dieléctrica relativa
```

Al ser una guía de onda WR-75, la transición coaxial-guía tiene que tener estos parámetros: W (ancho de la guía) = 19.05 mm, H (altura de la guía) = 9.525 mm y una impedancia característica del cable de $Z_0=50 \Omega$. La línea de transmisión tendrá mismos valores: W (19.05 mm) y H (9.525 mm) pero cambiará la longitud de la línea de transmisión L para cada tramo de la guía de onda como muestra la Figura 5.91. La primera línea de transmisión que se ubica entre la transición coaxial-guía y el primer SP1 la hemos diseñado con una longitud $L_0=8\text{mm}$. Lo mismo sucede en el final del circuito.

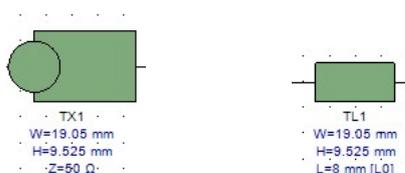


Figura 5.91. Transición coaxial-guía y línea de transmisión.

Ahora que ya tenemos estos dos componentes, continuamos definiendo los parámetros de los componentes SP [2-Port Data File (S-Parameter w/Generic)], Figura 5.92. Podríamos definirlo manualmente poniendo los valores requeridos pero también se podrían definir creando una hoja de ecuaciones que se sincronizaría directamente con el esquemático. Tan solo plasmando una letra bastaría para no volver a escribir cada valor numérico (por ejemplo la anchura de la guía $a=19.05$), Figura 5.92.

Name	Value	Units	Default	Use Default	Tune	Show
a		a (mm)	22.86 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
dx		Dl1 (mm)	6 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
l		T (mm)	0.7 mm	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
F	11300	(MHz)	9000 MHz	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
er		1 ()	1	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

```

1 a=19.05 'A:
2 b=a/2 'A:
3 Lc=2*a 'L:
4 L0=?8
5 L1=?14.31
6 L2=?16.38
7 L3=?16.63
8 L4=L3
9 L5=L2
10 L6=L1
11 D1=?12.0
12 D2=?9.14
13 D3=?8.49
14 DI1=(a-D1)
15 DI2=(a-D2)
16 DI3=(a-D3)
17 T=2.0

```

Figura 5.92. Características del componente SP y sistema de ecuaciones.

5.5.2 Primera representación del Filtro 4

Antes de comenzar con la modelación del Filtro 4 de 5 secciones, debemos diseñar un filtro prototipo ideal que usaremos de comparador. Será el mismo que utilizamos en el Filtro 2, por lo que no es necesario volver a explicar la creación del mismo. Mostraremos las propiedades en la figura 5.93:

Property	Value
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11230
High Freq Cutoff (MHz)	11750
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

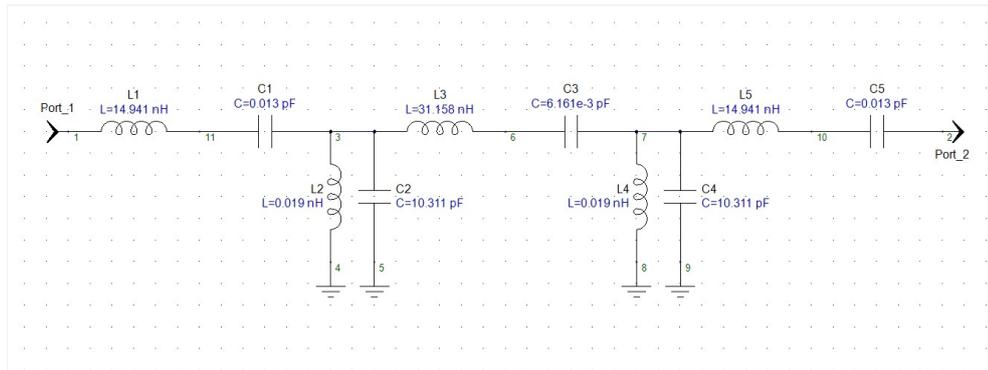
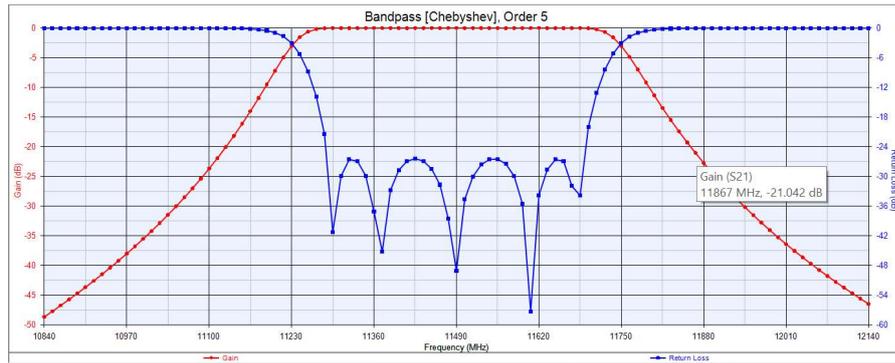


Figura 5.93. Características del filtro prototipo.

La figura 5.94 muestra el diseño del esquemático para modelar el Filtro 4 de 5 secciones. En este caso se creará un esquemático ya que solo podremos hacer la aproximación con método de Marcuvitz. Para definirlo tendremos que buscar en la biblioteca de ficheros el correspondiente.

Marcuvitz: "wrrift1@13-wrrift1.va"

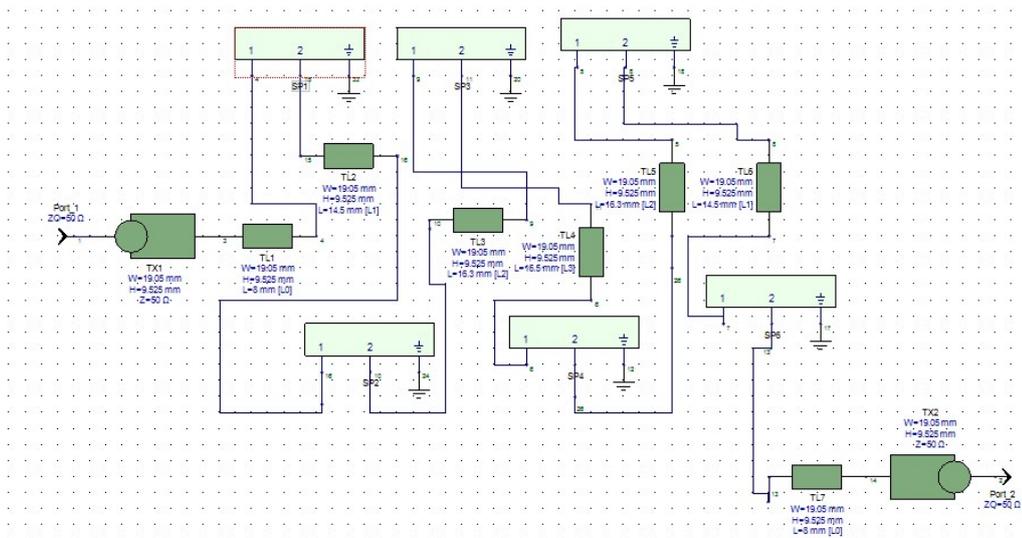


Figura 5.94. Esquemático del filtro 3 de 5 secciones.

5.5.2.1 Representación gráfica del Filtro 4 con método de Marcivitz

En la Figura 5.95 se representa la respuesta del parámetro S21 y S11 de:

- La simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™ **S21** y **S11**.
- La simulación realizada del filtro 4 utilizando un filtro prototipo de tipo Chebyshev **S21** y **S11**.
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P **S21** y **S11**.

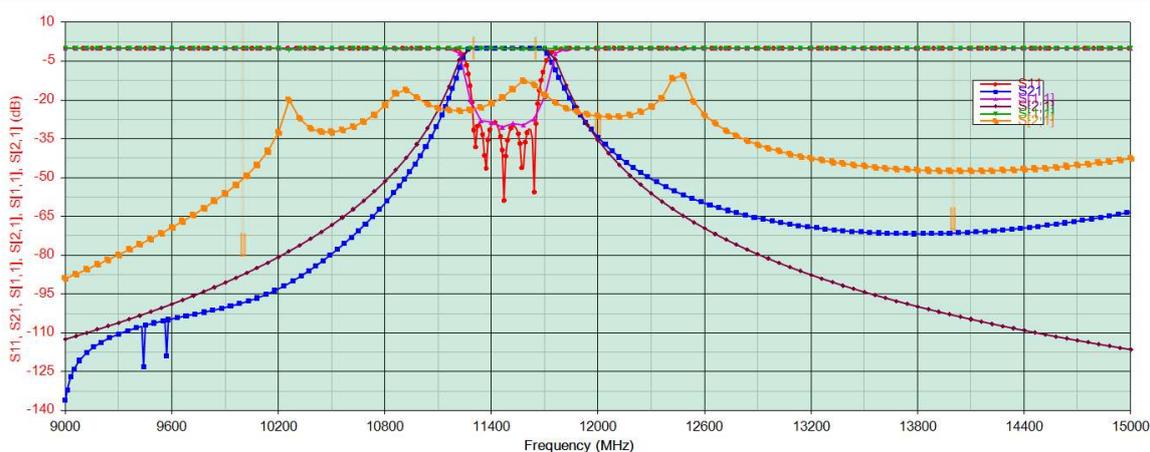


Figura 5.95. Comparativa de respuestas del parámetro S21 y S11.

Observando la Figura 5.95 se puede decir:

- La respuesta de la simulación mediante el método de Marcuvitz **S21** y **S11** realizado con el esquemático de más arriba, presentan los mismos problemas que en caso del filtro asimétrico con grosor ideal nulo. La simulación mediante el método de Marcuvitz **S21** realizado con el esquemático de más arriba, aparte de estar desviado medio GHz, no coincide en absoluto con las referencias. Aparte, también presenta muchas pérdidas de reflexión, tanto que alcanzan casi los 0 dB. Por tanto, la solución para mejorar el filtro será la optimización.

5.5.3 Primeras optimizaciones del Filtro 4

Como esta parte es similar a la explicada en el Filtro 2, pasaremos directamente a mostrar las optimizaciones que hemos usado y continuaremos con la representación gráfica del filtro optimizado. En este caso solo utilizaremos la optimización 1 que se refiere a las condiciones iniciales requeridas en la simulación electromagnética. Como en los demás casos, con las condiciones propuestas desde un inicio nos ha sido imposible mostrar un filtro que se asemeje a los propuestos por eso, hemos añadido más condiciones a la Optimización 1, tanto para S21 como para S11. Como vemos en la figura 5.96:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: FILTRO_IRISSIM_FILTRO_IRIS_ASIMETRICO_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-80	dB	1	9.99	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-70	dB	1	13.99	14.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	100	11.3	11.65	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-40	dB	1	11.3	11.65	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1	11.99	12.01	GHz

Figura 5.96. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9.99 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -80 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 14.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB.
- En el rango entre: 11.3 GHz a 11.65 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio).
- En el rango entre: 11.3 GHz a 11.65 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 1, igual a -40 dB.
- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.

Con la optimización ya explicada, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.97) con los parámetros S_{21} y S_{11} de los tres filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, el prototipo Chebyshev y el electromagnético del laboratorio. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

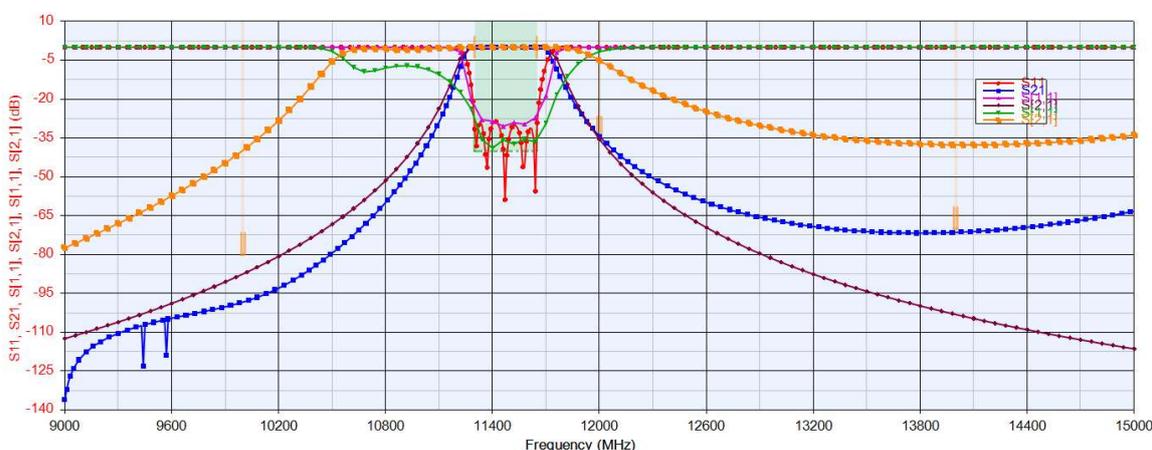


Figura 5.97. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

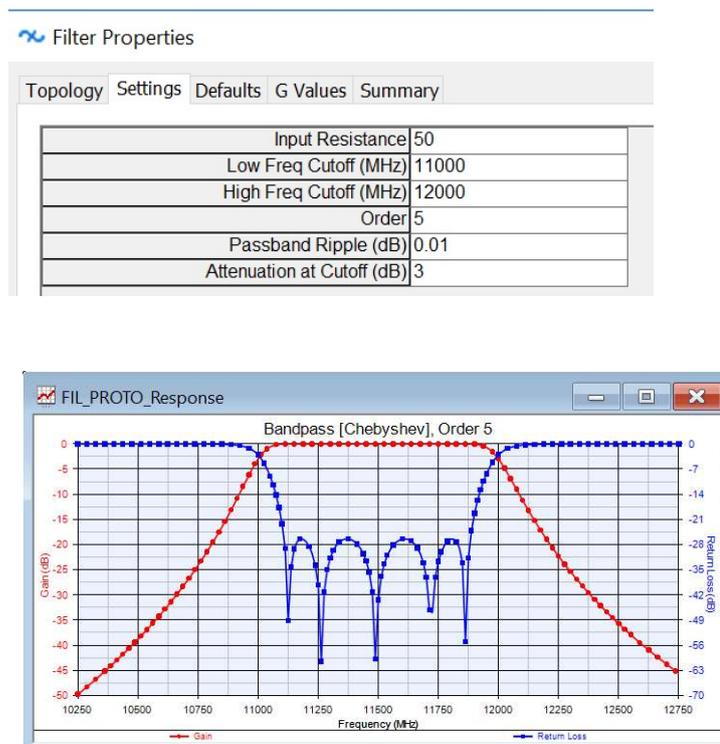
Observando la Figura 5.97 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S21**, que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, aunque ha mejorado bastante con la anterior representación, sigue presentando los mismos problemas a la simulación del Filtro 3 simétrico. La banda de paso se ha estabilizado bastante pero en ancho de banda sigue siendo muy elevado (de 10.6 GHz a 11.7 GHz. En cambio, cuando observamos el parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que ha mejorado de manera notable. El peor caso lo encontramos a la frecuencia de 10.68 GHz → -9.5 dB y el mejor caso a la frecuencia de 11.4 GHz → -38.8 dB.

5.5.4 Cambios en las optimizaciones del Filtro 4

Como cabría de esperar, la mejor solución para mejorar nuestro diseño es **ampliar el ancho de la banda de paso** para suavizar dicho rizado en el parámetro S21 y bajar las pérdidas que se aprecian en el parámetro S11. Por tanto, tendremos que rediseñar tanto el filtro prototipo como las condiciones de optimización.

Antes de empezar, diseñaremos el nuevo filtro prototipo de ancho de banda de paso de 11 GHz a 12 GHz, como hicimos en las optimizaciones finales de los filtros 1 y 2. En la Figura 5.98 se muestran las propiedades de dicho filtro:



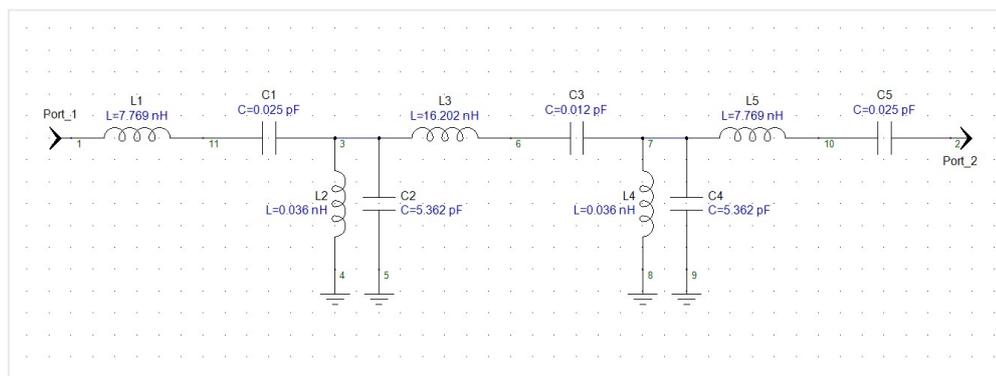


Figura 5.98. Características del filtro prototipo.

Ahora que ya hemos definido el nuevo filtro prototipo con banda de paso entre 11 GHz y 12 GHz, podemos continuar con los cambios en la optimización. En este caso, solo utilizaremos la optimización 1, que se corresponde a las condiciones iniciales requeridas desde la simulación electromagnética.

-Optimización 1:

Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia, dentro de la pestaña "Goals" que deben tomar los parámetros S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 4. En la Figura 5.99 se observan dichos rangos definidos en la Optimización 1:

Optimization Properties

General Goals Variables Method

Default Dataset or Equations: FILTRO_IRISSIM_FILTRO_IRIS_ASIMETRICO_Data

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	9.0	10.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-85	dB	1	13.99	15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	-0.01	dB	100	11.0	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-30	dB	100	11.0	12.0	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1000	11.99	12.01	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-35	dB	1000	11.0	11.02	GHz

Figura 5.99. Tabla de definición de las condiciones modificadas.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 9 GHz a 10.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 13.99 GHz a 15 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -85 dB.
- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a -0.01 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque si no se conseguiría adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz

mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (del filtro prototipo Chebyshev).

- En el rango entre: 11.99 GHz a 12.01 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 12GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.

- En el rango entre: 11 GHz a 12 GHz. El valor del parámetro S_{11} ha de ser, con un peso de 100, igual a -30 dB.

-En el rango entre: 11 GHz a 11.02 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1000, menor que -35 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -35 dB a los 11GHz porque si no tiende a llegar a esa frecuencia.

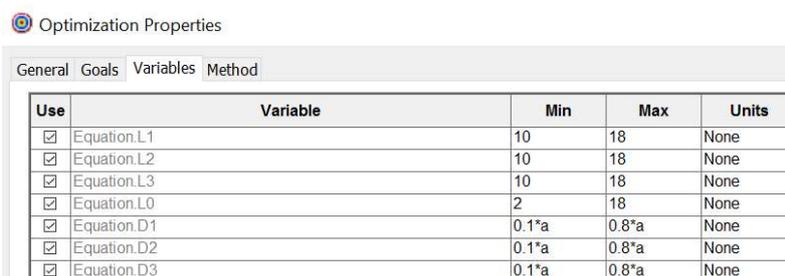
Como vemos en la Figura 5.99, no todas las condiciones que hemos explicado están afectando a la optimización 1. Esto es porque algunas las hemos deshabilitado presionando en los cuadrados de cada medida en la columna "Use" principalmente por dos razones:

-Si ejecutamos una optimización con varias condiciones, el tiempo de simulación podría ampliarse de manera muy notable, por lo que perderíamos esa ventaja que nos otorga Keysight Genesys™.

-Para mejorar los resultados en los casos anteriores en los que nuestro diseño tenía un ancho de banda demasiado elevado, hemos seleccionado las tres primeras condiciones de la optimización 1 dado que con ellas encontrábamos los mejores resultados. Con estas condiciones propuestas, estrecharemos la curva para que los parámetros S_{21} y S_{11} actúen correctamente entre las frecuencias 11 GHz y 12 GHz.

Como hemos visto anteriormente, quedará explicar el rango de variación que estamos dispuestos a asumir cuando se lleve a cabo la optimización. Los valores que queremos optimizar son $D1, D2, D3, L1, L2, L3$ y podremos definirlos de dos métodos diferentes:

- en la pestaña "variables" dentro de la Optimización 1. Se define el valor mínimo y máximo que queremos optimizar para cada variable (Figura 5.100). En este caso, si hemos utilizado este método para variar los parámetros $D1, D2, D3, L1, L2, L3$. Para las longitudes de las líneas de transmisión se dará un valor mínimo de 10 mm y máximo de 18 mm. Para las longitudes de los huecos que dejan los iris en la guía se dará un valor mínimo de $0.1 \times a$ (anchura de la guía) y máximo de $0.8 \times a$ (anchura de la guía).



Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	10	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L0	2	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D1	$0.1 \times a$	$0.8 \times a$	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D2	$0.1 \times a$	$0.8 \times a$	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.D3	$0.1 \times a$	$0.8 \times a$	None

Figura 5.100. Rango de variables con primer método.

- en la ventana "Tune window" que se encuentra debajo del Workspace. Se define un porcentaje de variación (con respecto a los valores iniciales) común a todas las variables. Esta es la que hemos escogido en este caso (Figura 5.101). El porcentaje

que hemos usado es del 80% aun sabiendo que es muy elevado y podría variar de manera notable la geometría de nuestro diseño.

Variable	Value
Percentage	80%
Equation1.D1	11.924
Equation1.D2	5.438
Equation1.D3	2.19
Equation1.L0	162.289
Equation1.L1	13.141
Equation1.L2	15.827
Equation1.L3	16.646
Equation1.R	2.049

Figura 5.101. Rango de variables con segundo método.

Con la optimización ya explicada, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.102) con los parámetros S_{21} y S_{11} de los dos filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, y el prototipo Chebyshev. El electromagnético del laboratorio no lo hemos dibujado esta vez porque el prototipo nos muestra una curva muy similar. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Marcuvitz.

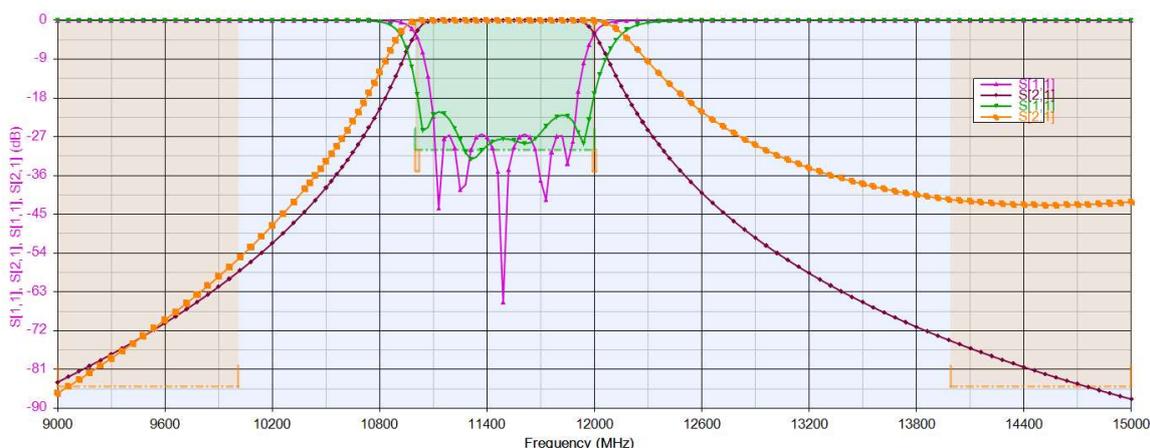


Figura 5.102. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Marcuvitz.

Observando la Figura 5.102 se puede decir:

-La respuesta del parámetro **S₂₁** que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, muestra una mejoría evidente con respecto al filtro anteriormente diseñado con banda de paso de 11.27 GHz a 11.72 GHz. El rizado que nos acompañaba antes de aumentar el ancho de banda se ha suavizado por completo. Por lo tanto, aumentar la banda ha sido determinante para mejorar la S_{21} de nuestro diseño. Sin embargo, no pudimos llegar a las condiciones de la banda de atenuación, con -80 dB (la mínima) y -70 dB (la máxima) que nos propusieron inicialmente. La mínima quedará en 10 GHz → -55.8 dB y la máxima 14 GHz → -41.5 dB, valores que se asemejan bastante al filtro prototipo **S₂₁** a los 10 GHz → -58 dB,

pero no a los 14 GHz \rightarrow -74 dB (donde la diferencia es mayor). En cuanto al parámetro **S11**, correspondiente a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas que ofrecería el filtro son bastante menores que en casos anteriores. A la frecuencia de 11.04 GHz \rightarrow -25.5 dB observamos el peor caso. El mejor caso lo encontramos a la frecuencia de 11.31 GHz \rightarrow -32.27 dB, donde superamos la condición mínima de -30 dB que impusimos en la optimización. A pesar de no mostrar unas pérdidas tan bajas como en el filtro prototipo **S11** los cambios propuestos han sido bastante acertados para los parámetros S21 y S11 en comparación a las primeras optimizaciones realizadas.

En conclusión, hemos encontrado una configuración muy buena gracias a las optimizaciones propuestas, pero no lo suficientemente buena para el correcto funcionamiento del filtro, dado que en la curva del parámetro S21 que se corresponde a las aproximaciones de Marcuvitz mediante la herramienta Keysight Genesys™ no cae de manera tan brusca como debería, lo que lleva a tener una atenuación baja a las frecuencias superiores a 12 GHz. Además de eso, tenemos otra parte negativa que es cambio brusco en la geometría de la guía; las condiciones iniciales eran las siguientes:

-longitudes de los huecos:
hasta cada iris:

$$\begin{aligned} D1 &= 12.0 \text{ mm.} \\ D2 &= 9.14 \text{ mm.} \\ D3 &= 8.49 \text{ mm.} \end{aligned}$$

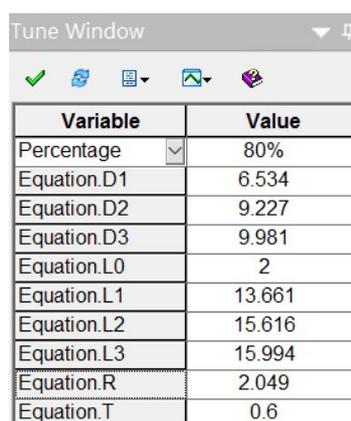
-distancias de línea de transmisión

$$\begin{aligned} L1 &= 14.31 \text{ mm.} \\ L2 &= 16.38 \text{ mm.} \\ L3 &= 16.63 \text{ mm.} \end{aligned}$$

-anchura del iris:

$$T = 2.0 \text{ mm.}$$

Geometría de la guía después de ejecutar la optimización 1 (Figura 5.103):



Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	6.534
Equation.D2	9.227
Equation.D3	9.981
Equation.L0	2
Equation.L1	13.661
Equation.L2	15.616
Equation.L3	15.994
Equation.R	2.049
Equation.T	0.6

Figura 5.103. Geometría de la guía con método Marcuvitz.

En la Figura 5.103 podemos observar que $D1$, que se corresponden a la distancia del hueco que dejan los iris en el primer tramo, ha variado considerablemente con respecto al diseño inicial (12.0 mm. \rightarrow 6.534 mm.), al igual que la anchura de los iris

(2.0 mm. \rightarrow 0.6 mm.). Los demás parámetros han sufrido pequeños cambios, no mucho más de 1 mm. de diferencia, lo que no varía demasiado la estructura inicial en el resto de zonas. Podemos decir que esta configuración de filtro asimétrico con iris de grosor finito mediante las aproximaciones de Marcuvitz es la más similar que hemos encontrado con respecto al filtro prototipo de 5 secciones de tipo Chebyshev y el filtro electromagnético del laboratorio.

5.6 FILTRO 5

5.6.1 Cambios en el código Verilog-A y el esquemático

Después de haber analizado a fondo los cuatro filtros anteriores, tanto mediante las aproximaciones de Rizzi como las de Marcuvitz, hemos llegado a la conclusión que, aunque algunos de ellos son aceptables, utilizando otras dimensiones de guía de onda podríamos mejorar la curva de los filtros. La primera opción que elegimos, por ser muy común y su gran utilidad, fue WR-340 que tiene una dimensión de 86.36 x 43.18 mm. y trabaja en un rango de frecuencias 2.17 - 3.30 GHz. Por tanto, hemos de hacer algunos cambios tanto en la estructura inicial del esquemático como en el código Verilog-A. Esto último es necesario dado que, el archivo "5-wrsi2r.va" que utilizábamos para diseñar el filtro mediante las aproximaciones de Rizzi, no es válido para este caso. Como vemos en la siguiente línea de código extraída del mismo, las dimensiones máximas de la anchura de la guía de onda no pueden superar los 47.5 mm.:

```
parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475];//anchura de la guía [m]
```

Por tanto, nos vemos obligados a modificar dicho código para que el rango pueda comprender las dimensiones de la nueva guía de onda (86.36 x 43.18 mm.). Lo llamaremos "5-wrsi2rWR340":

```
parameter real a=0.08636 from [0.0071:0.0975];//anchura de la guía [m]
```

Con la modificación del código ya realizada, nos quedará efectuar el cambio de las dimensiones de todos los elementos que actúan en el esquemático:

-Transición coaxial-guía: La anchura de la guía (W) es de 86.36 mm y la altura (H) es de 43.18 mm como vemos en la Figura 5.104:

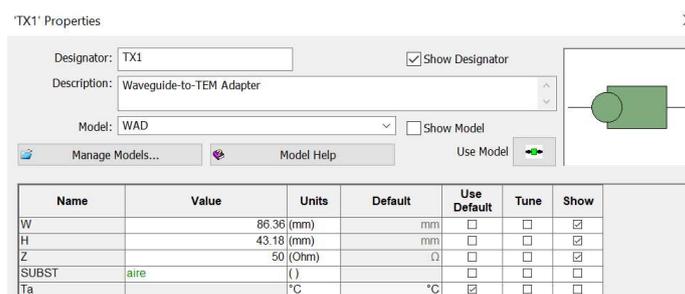


Figura 5.104. Transición coaxial-guía.

-Tramo de la guía: La anchura de la guía (W) es de 86.36 mm y la altura (H) es de 43.18 mm. La longitud del primer tramo entre la transición guía-coaxial y el primer modelado del obstáculo (L0) es de 8 mm. como vemos en la Figura 5.105:

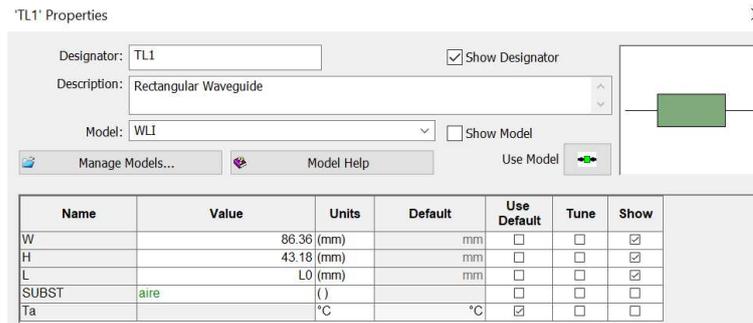


Figura 5.105. Tramo de la guía.

-**Modelado del obstáculo:** La anchura de la guía (W) es de 86.36 mm y la longitud de la ventana en el primer obstáculo (DI1) es de 30 mm. La frecuencia central de trabajo será 2.8 GHz como vemos en la Figura 5.106:

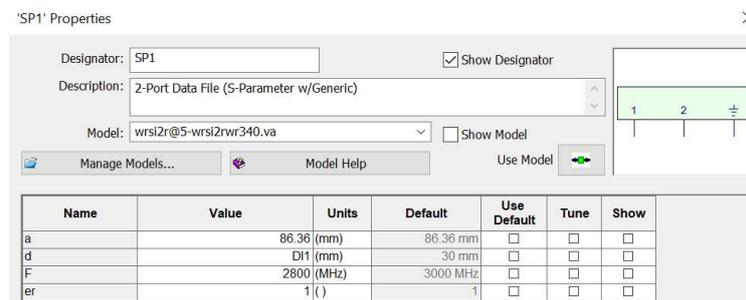


Figura 5.106. Modelado del obstáculo.

5.6.2 Representación del Filtro 5

Antes de comenzar con la modelación del Filtro 5 de 5 secciones, debemos diseñar un filtro prototipo ideal que usaremos de comparador. Habrá que volver a diseñar el filtro dada la diferencia de estructura con respecto a los anteriores, que trabajaban con las dimensiones WR-75 (Filtro1, Filtro2, Filtro3, Filtro4). Por lo tanto mostraremos sus propiedades en la figura 5.107:

Filter Properties	
Topology Settings Defaults G Values Summary	
Input Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	2800
High Freq Cutoff (MHz)	3200
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.01
Attenuation at Cutoff (dB)	3

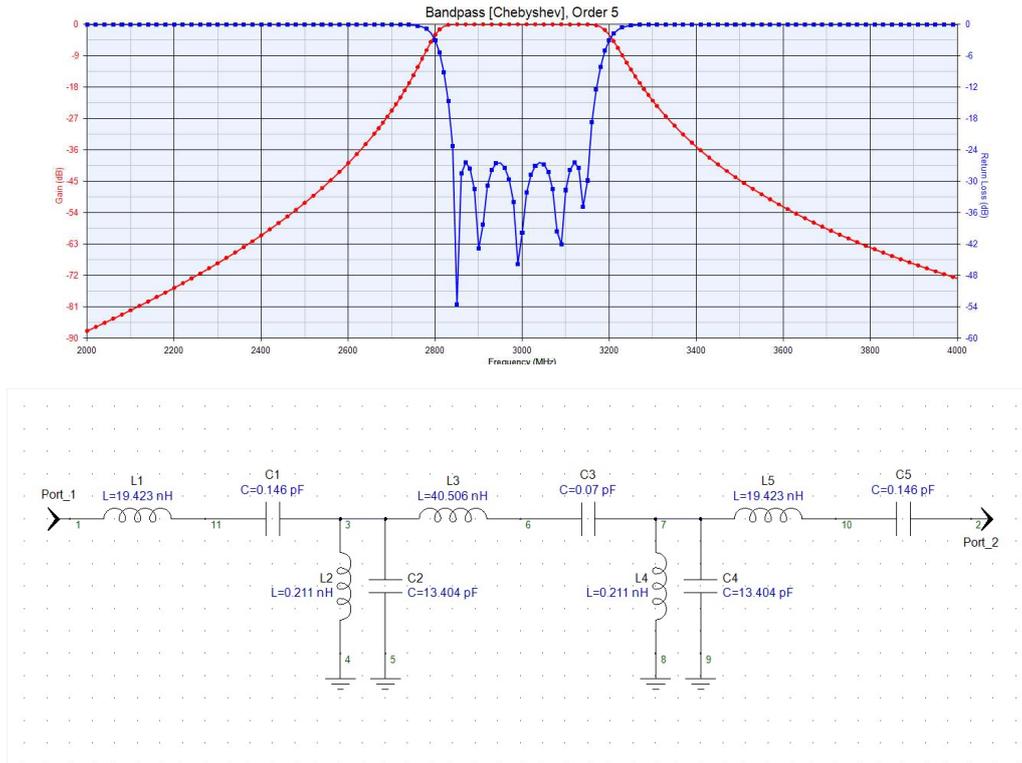


Figura 5.107. Características del filtro prototipo.

La figura 5.108 muestra el diseño del esquemático para modelar el Filtro 5 de 5 secciones. En este caso se creará un esquemático ya que solo podremos hacer la aproximación con método de Rizzi. Para definirlo tendremos que buscar en la biblioteca de ficheros el correspondiente.

Rizzi: "wrsi2r@5-wrsi2rwr340.va"

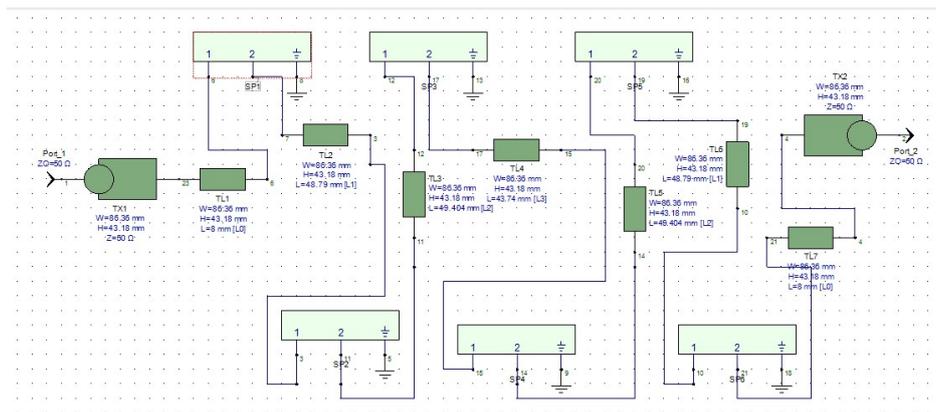
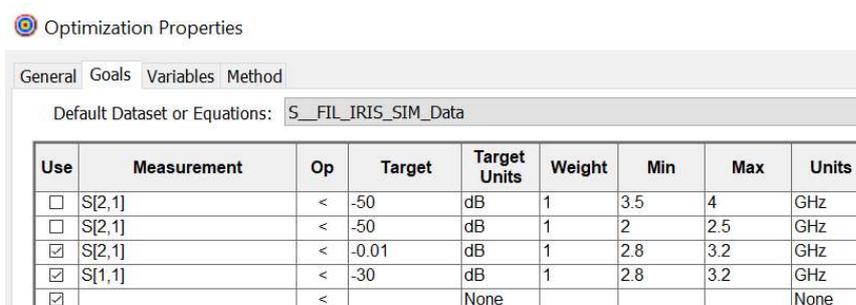


Figura 5.108. Esquemático del filtro 5 de 5 secciones.

5.6.2.1 Representación gráfica del Filtro 5 con método de Rizzi

Con motivo de acelerar los cálculos y la memoria, hemos decidido representar el Filtro 5 con las optimizaciones ya aplicadas.

En este caso solo utilizaremos la optimización 1 que se refiere a las condiciones iniciales requeridas en la simulación electromagnética. Como en los demás casos, con las condiciones propuestas desde un inicio nos ha sido imposible mostrar un filtro que se asemeje a los propuestos por eso, hemos añadido más condiciones a la Optimización 1, tanto para S21 como para S11. Como vemos en la figura 5.109:



Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-50	dB	1	3.5	4	GHz
<input type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-50	dB	1	2	2.5	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-0.01	dB	1	2.8	3.2	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-30	dB	1	2.8	3.2	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 5.109. Tabla de definición de las condiciones iniciales.

Estas condiciones de optimización son las siguientes:

- En el rango entre: 3.5 GHz a 4 GHz. El valor del parámetro S21 ha de ser, con un peso de 1, menor que -50 dB.
- En el rango entre: 2 GHz a 2.5 GHz. El valor del parámetro S21 ha de ser, con un peso de 1, menor que -50 dB.
- En el rango entre: 2.8 GHz a 3.2 GHz. El valor del parámetro S21 ha de ser, con un peso de 1, igual a -0.01 dB.
- En el rango entre: 2.8 GHz a 3.2 GHz. El valor del parámetro S11 ha de ser, con un peso de 1, menor que -30 dB. Hemos definido esta restricción en la banda atenuada para forzar a la curva a pasar por -30 dB a los 2.8 GHz porque si no tiende a bajar a esa frecuencia.

Después de simular el filtro con varias configuraciones de optimizaciones, hemos elegido esta última porque es la que mejores resultados nos ha dado. Con la optimización ya explicada, nos queda observar los resultados de las condiciones propuestas anteriormente. Para ello, plasmaremos la gráfica (Figura 5.110) con los parámetros S21 y S11 de los dos filtros: el diseño mediante el simulador Keysight Genesys™, y el prototipo Chebyshev. El electromagnético del laboratorio no lo hemos dibujado esta vez porque no disponemos de la simulación. Mostraremos la gráfica con las aproximaciones de Rizzi:

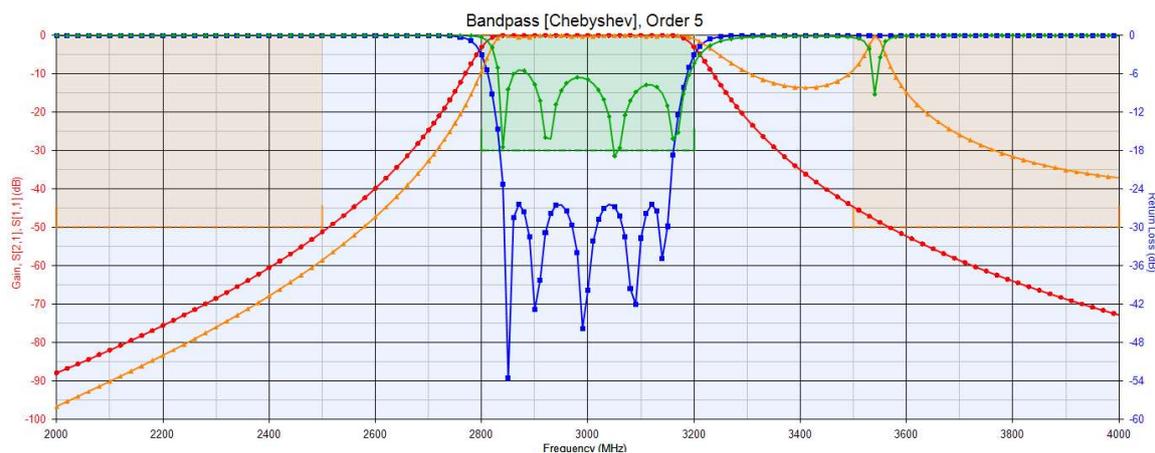


Figura 5.110. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} con método Rizzi.

Observando la Figura 5.110 se puede decir:

-La respuesta del parámetro S_{21} que se corresponde a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™, muestra un rizado bastante elevado a la frecuencia de 3.54 GHz \rightarrow -0.166. en las demás zonas del filtro, la curva de la aproximación de Rizzi se acopla de manera correcta. La zona de transición mínima del filtro estudiado (2.5 GHz \rightarrow -58.477 dB) supera la propuesta por el filtro prototipo S_{21} (2.5 GHz \rightarrow -51.178 dB), en cambio, la zona de transición máxima debería pasar por debajo de los -44.673 dB a la frecuencia de 3.5 GHz. En cuanto al parámetro S_{11} , correspondiente a las aproximaciones de Rizzi mediante la herramienta Keysight Genesys™, vemos que las pérdidas son mayores con respecto al filtro prototipo S_{11} (mínima en 3.14 GHz \rightarrow -58.1 dB). A la frecuencia de 2.92 GHz \rightarrow -26.602 dB observamos el peor caso. El mejor caso lo encontramos a la frecuencia de 3.05 GHz \rightarrow -31.467 dB, donde superamos la condición mínima de -30 dB que impusimos en la optimización. Sin embargo, tenemos el mismo problema que encontramos en el parámetro S_{21} . A la frecuencia de 3.54 GHz \rightarrow -15.344 dB tenemos un pico de pérdidas en la banda de transición que entorpece el funcionamiento del filtro.

En conclusión, con la estructura WR-340 no hemos encontrado una configuración que mejore la anteriormente analizada WR-75, tanto mediante las aproximaciones de Rizzi como las de Marcuvitz. Sería aconsejable en futuros proyectos seguir analizando más configuraciones con distintas dimensiones de guía y distintas aproximaciones. Por último, mostraremos como quedaría la geometría de la guía después de realizar todas las simulaciones y optimizaciones con la mejor configuración en la Figura 5.111:

Geometría de la guía después de ejecutar la optimización 1 (Figura 5.111):

Variable	Value
Percentage	80%
Equation.D1	8.636
Equation.D2	28.988
Equation.D3	21.377
Equation.L1	48.79
Equation.L2	49.404
Equation.L3	43.74

Figura 5.111. Geometría de la guía con método Rizzi.

En la Figura 5.111 podemos observar que $D1$, que se corresponden a las distancias del huecos que dejan los iris en todos los tramos, dista bastante de $D2$ y $D3$, aunque no es una diferencia alarmante. Como no tenemos una estructura de referencia no podemos realizar una comparación con la simulación electromagnética, por lo que podría ser una geometría aceptable para su estudio.

5.7 FILTRO OBSTACULO DE DOBLE POSTE

Como continuación del estudio de verificación de diseño de filtros mediante las aproximaciones de Rizzi [13], Marcuvitz [2], Collin [15] y Macchiarella [14] a través del simulador Keysight Genesys™ hemos de mostrar todas las configuraciones que se hayan realizado anteriormente a este trabajo. El primer filtro que fue objeto de estudio se hizo en una guía de onda WR-75 y WR-90 con obstáculos tipo doble poste en trabajo de fin de carrera de María Oti Isla "Modelado de filtros de microondas de doble poste en guía de onda utilizando lenguaje Verilog-A" [19]. Por tanto, mostraremos un ejemplo de representación gráfica con configuración de Filtro de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 12,62 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 12,40 GHz y 12,85 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75. Disponemos de medidas realizadas con el analizador de redes y de simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS. El fichero Verilog-A utilizado para este filtro tiene de nombre "double_large.va".

A continuación, se representa en la Figura 5.112 los parámetros S_{21} y S_{11} de:

- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} y S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.
- El parámetro S_{11} y S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

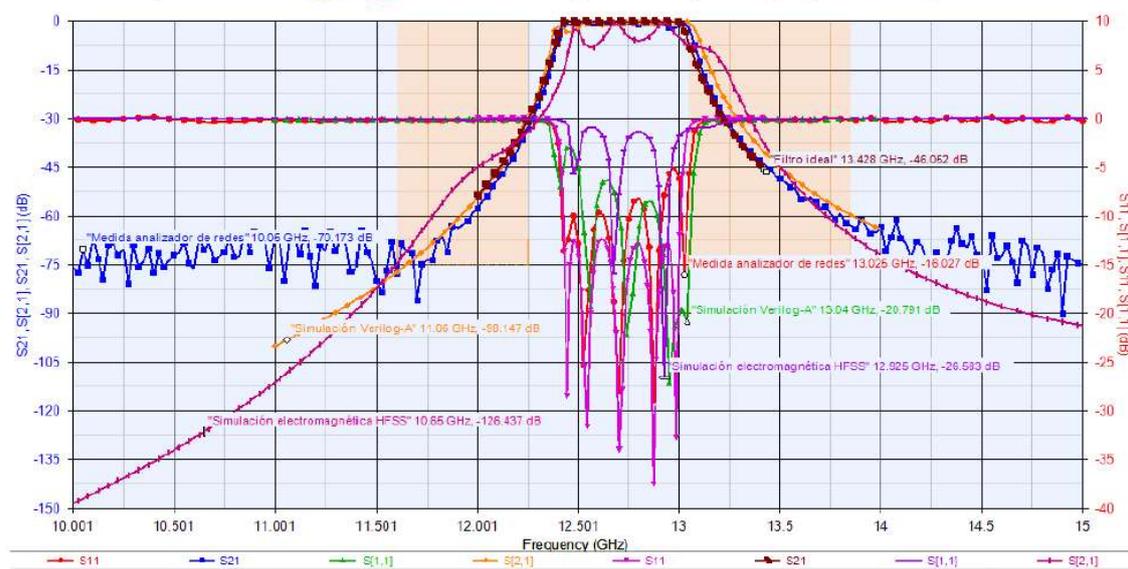


Figura 5.112. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 1.

-Se observa que el parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se asemeja perfectamente al parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [14] mediante el simulador Keysight Genesys™. El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [14] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene

para el peor caso 2.087 dB de pérdidas a 12.475 GHz frente al parámetro **S21** del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ y para el mejor caso 0.071 dB de pérdidas en el intervalo de frecuencia de 12.53 GHz a 13.01 GHz, además el ancho de banda está desplazado 0.05 GHz respecto al parámetro anterior por lo que habrá unas pérdidas mínimas debido a que se cuelan frecuencias indeseadas.

- El parámetro **S21** (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) tiene frente al parámetro **S21** del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ demasiadas pérdidas de potencia durante toda la banda de paso. Esto es debido a que al realizar las simulaciones electromagnéticas se ha seleccionado el dieléctrico introduciendo más pérdidas que las habituales para simular el peor caso. Para el peor caso tiene frente a los demás parámetros unas pérdidas de 7.785 dB a la frecuencia 12.573 GHz y para el mejor caso tiene unas pérdidas de reflexión de 0.071 dB a la frecuencia 12.675 GHz.

- Se observa que el parámetro **S11** del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se asemeja de manera muy parecida al parámetro **S11** de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [14] mediante el simulador Keysight Genesys™.

- El parámetro **S11** del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ tiene valores de pérdidas de reflexión muy similares al parámetro **S11** de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [14] mediante el simulador Keysight Genesys™, para el mejor caso a 12.872 GHz el parámetro **S11** del filtro teórico vale 27.051 dB mientras que en torno a esa frecuencia el parámetro **S11** de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [14] mediante el simulador Keysight Genesys™ vale 26.583dB. Mientras que el parámetro **S11** de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS en torno a la frecuencia 27.051 dB de pérdidas de reflexión. Como se puede observar la simulación electromagnética es la que peores pérdidas de reflexión presenta. Para el peor caso, a la frecuencia de 12.44 GHz, el filtro teórico tiene 28.526 dB de pérdidas de reflexión, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presentan 6.949 dB de pérdidas de reflexión y la simulación electromagnética 5.7 dB.

Capítulo 6

6.1 Conclusiones

Al finalizar el trabajo se puede afirmar que los objetivos presentados al comienzo se han cumplido en gran medida a lo largo del mismo.

Para la validación de las aproximaciones circuitales propuestas por Marcuvitz [2] y Rizzi [13] se han utilizado medidas y simulaciones electromagnéticas mediante los simuladores HFSS y CST de dos filtros (simétrico y asimétrico) diseñados en guía de onda con obstáculos de tipo iris. Algunos de ellos, han sido construidos y medidos en anteriores trabajos en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Cantabria [18]. Se ha comparado para cada filtro la simulación de las aproximaciones de Marcuvitz [2] y Rizzi [13] mediante el simulador Keysight Genesys™ frente a las simulaciones electromagnéticas 3D. En el capítulo 5 se ha realizado la comparación de ambas gráficas y se ha comentado los aspectos más relevantes, sin embargo, a continuación, se expondrán de forma general las conclusiones obtenidas de las comparaciones de las gráficas de los filtros empleados.

Filtro 1: La simulación del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] y Rizzi [13] mediante el simulador Keysight Genesys™ presentan una gran similitud entre ellas. Además, se ha demostrado que estas aproximaciones se asemejan en gran medida a las simulaciones electromagnéticas, por lo que se pueden dar por válidas para el diseño de filtros en guía de onda rectangular WR-75. La parte negativa es el mayor índice de pérdidas en banda de paso y el cambio en la geometría de los obstáculos iris y en las ventanas que forman en la guía de onda.

Filtro 2: La simulación del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta un alto índice de pérdidas S11 en la banda de paso. Además, el elevado rizado que encontramos en el parámetro S21 nos lleva a la conclusión de que esta configuración no es la más idónea para el correcto funcionamiento de un filtro. Por tanto, para las aproximaciones de Marcuvitz [2] en una guía WR-75 con obstáculos tipo iris asimétrico no podemos validar esta configuración.

Filtro 3: La simulación del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta una gran similitud con respecto a la simulación electromagnética por lo que se pueden dar por válidas para el diseño de filtros en guía de onda rectangular WR-75 con obstáculos tipo iris simétrico con grosor finito. Las pérdidas por reflexión S11 son bastante aceptables, tanto que incluso mejoran las teóricas en alguna frecuencia. En cambio, el parámetro S21 no se comporta como debería dado que la curva no atenúa lo suficiente a partir de las frecuencias superiores a 12 GHz. También presenta un cambio en la geometría de los obstáculos tipo iris y en las ventanas de la guía.

Filtro 4: La simulación del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta una gran similitud con respecto a la simulación electromagnética por lo que se pueden dar por válidas para el diseño de

filtros en guía de onda rectangular WR-75 con obstáculos tipo iris asimétrico con grosor finito. El parámetro S11 es aceptable pero tenemos el mismo problema que el filtro 3 con respecto a S21, la baja atenuación a frecuencias mayores a 12 GHz. También presenta un cambio en la geometría de los obstáculos tipo iris y en las ventanas de la guía.

Filtro 5: La simulación del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Marcuvitz [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta un alto índice de pérdidas por reflexión S11 en la banda de paso. También se puede apreciar un pico de rizado a la frecuencia de 3.54 GHz tanto el parámetro S11 como en el S21, lo que hace que el filtro no se comporte de manera correcta a esas frecuencias. Por tanto, con la estructura WR-340 no hemos encontrado una configuración que mejore la anteriormente analizada WR-75, tanto mediante las aproximaciones de Rizzi como las de Marcuvitz.

En conclusión, se ha conseguido validar las aproximaciones de Marcuvitz [2] y Rizzi [13] para 5 filtros de diferentes dimensiones y tipos de obstáculos, transmitiendo en bandas diferentes y de diferente tipo de guía WR-75 y WR-340. Se ha podido comprobar que la respuesta de algunos filtros se aproxima mejor que otros a las simulaciones electromagnéticas realizadas con un simulador HFSS y CST. El mayor problema lo hemos encontrado en el cambio brusco de la geometría de la guía después de realizar las optimizaciones. Por tanto, se ha podido dar por válido las aproximaciones de Marcuvitz [2] y Rizzi [13] para los filtros en guía de onda de obstáculos tipo iris simétrico y asimétrico con grosores tanto nulos (ideales) como finitos (del orden de 2 mm) presentados en este trabajo.

6.2 Líneas Futuras

Dado que se ha recopilado la librería de obstáculos desarrollada en proyectos fin de carrera anteriores [4], [7] y [12], se podría utilizar la metodología de diseño sugerida en este proyecto para el obstáculo de tipo iris simétrico y asimétrico a otro tipo de obstáculos.: postes simples cilíndricos, postes simples elípticos, etc. Ya se ha realizado un estudio con obstáculos de doble poste en trabajos anteriores [19].

La metodología propuesta en este proyecto sería la siguiente:

- 1) Simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™.
- 2) Utilización de la librería implementada en Verilog-A para cada tipo de obstáculo en función del tipo de filtro en guía de onda que se desee diseñar, con las mismas secciones que el filtro prototipo diseñado con el asistente de Keysight Genesys™
- 3) Optimización del filtro diseñado con los elementos de la librería en el paso 2) frente al resultado obtenido con el filtro prototipo diseñado en el paso 1).
- 4) Si la optimización presenta resultados precisos surgen dos opciones que deberán ser valoradas en su momento:

a) Construir físicamente el filtro con el obstáculo escogido y medirlo en el laboratorio para validar la precisión del método utilizado en su diseño.

b) Efectuar una simulación electromagnética 3D con el simulador EMPro de Keysight del cual disponemos de licencias en el Departamento de Ingeniería de comunicaciones y validar así los resultados.

Una vez efectuadas las comparaciones para filtros diseñados para distintas bandas de frecuencia y con diferentes tipos de obstáculos y geometrías de guía, podría validarse el método propuesto el cual acortaría en gran manera el diseño de filtros en guía de onda ya que no sería necesario la simulación electromagnética, pero este será objetivos de futuros proyectos fin de carrera.

Bibliografía

- [1] José M^a Zamanillo Sainz de la Maza. “Modelado de dispositivos activos de microondas utilizando código Verilog-A”. Agilent Tech. Diciembre 2008.
- [2] N. Marcuvitz, “Waveguide Handbook”. Edición 1986. pp 221-257.
- [3] Apuntes Medios de Transmisión Guiados- José Antonio Pereda:
http://personales.unican.es/peredaj/pdf_Apuntes_MTG/Presentacion-Conceptos-Basicos-Lineas.pdf
- [4] Jorge Álvarez Barba “Modelado de Obstáculos en Guía de onda utilizando código Verilog-A”. Proyecto Fin de Carrera. Universidad de Cantabria. Octubre 2009.
- [5] Apuntes Universidad Politécnica de Valencia. Introducción. Parámetros de Antenas:
http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/Tema_1.PDF
- [6] David. M. Pozar, “Microwave Engineering”, 4th ed Wiley 2012.
- [7] Rubén Rodríguez Fernández. “Modelado de dispositivos microondas utilizando lenguaje Verilog-A”. Proyecto Fin de Carrera. Universidad de Cantabria. Octubre 2011.
- [8] Imagen de una transición coaxial-guía:
http://www.sairemiberica.es/mediapool/113/1130463/data/Componentes/TGCP_WR34ORN_P1a_ES.pdf
- [9] Teoría de Circuitos I Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura (FCEIA). Capítulo 5. Cuadripolos. Cátedra de Teoría de Circuitos I. Edición 2013.
- [10] Verilog-A Language Reference Manual Version 1.0, August 1, 1996.
- [11] Imagen de Parámetros S:
<https://vidateleco.wordpress.com/2009/02/16/parametros-s-y-carta-de-smith-parte-1/>
- [12] Rubén García García. “Modelado de componentes pasivos en guías de onda con Verilog-A”. Proyecto Fin de Carrera. Universidad de Alcalá.
- [13] Peter A. Rizzi, “Microwave engineering passive circuits”. Editorial Prentice Hall, edición 1987.
- [14] Macchiarella G., G.B. Stracca and L. Miglioli. “Interpolating Formulas for an Equivalent Circuit of Post in Rectangular Waveguides” Microwave Journal. May 1987. pp 287-297.
- [15] Robert E. Collin, “Foundations for Microwave Engineering”. Ed. McGraw Hill Internacional, edición 1992.
- [16] Imagen de las dimensiones normalizadas de una guía de onda rectangular.
 TD-00036K.pdf
- [17] G.B. Stracca, G. Macchiarella and L. Miglioli, “Study of a New Equivalent Circuit of Posts in Rectangular Waveguide”, accepted for publication in Alta Frecuencia.
- [18] J.M. Zamanillo, I. Zamanillo, R. Sánchez, P.L. López, R. García, “Modelado eficiente de obstáculos en guía de onda rectangular para simuladores comerciales utilizando código Verilog-A”, XXIV Simposio Nacional de la URSI, Santander 2009.
- [19] María Oti Isla “Modelado de filtros de microondas de doble poste en guía de onda utilizando lenguaje Verilog-A”