

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**MODELADO DE FILTROS DE MICROONDAS
DE DOBLE POSTE EN GUÍA DE ONDA
UTILIZANDO LENGUAJE VERILOG-A
(MICROWAVE WAVEGUIDE DOUBLE POST
FILTER MODELING USING VERILOG-A
LANGUAGE)**

Para acceder al Título de

**Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación**

Autor: María Oti Isla

27 Octubre – 2016



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

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: María Oti Isla

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

Título: “Modelado de filtros de Microondas de doble Poste en Guía de Onda utilizando lenguaje Verilog-A”

Title: “Microwave Waveguide Double Post Filter Modeling using Verilog-A language”

Presentado a examen el día: 27 de Octubre del 2016

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Tomás Fernández Ibáñez

Secretario (Apellidos, Nombre): Iñigo Ugarte Olano

Vocal (Apellidos, Nombre): José M^a Zamanillo Sainz de la Maza

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

V^o B^o del Subdirector

Trabajo Fin de Grado N^o
(a asignar por Secretaría)

Agradecimientos

En primer lugar, quiero dar las gracias a mi tutor José M^a Zamanillo por haberme resuelto todas las dudas surgidas a lo largo de este trabajo.

Quiero dedicar este trabajo con todo mi corazón, a mis padres Ramón y Carmen porque sin ellos ninguna de estas líneas tendría sentido.

Gracias de todo corazón a mis hermanos Pablo, Jaime y Cristina, por haberme dado tantos buenos momentos que nunca olvidaré, gracias por teneros siempre a mi lado para todo lo que necesite y por haberme ayudado tanto y haberme aconsejado tan bien siempre.

Gracias de todo corazón a mis compañeros de clase, a los que me aprecian y me quieren por lo que soy, sobre todo gracias a los que no ha hecho falta conocerles de hace mil años para tenerles igual o más cariño que a los de siempre. Gracias por resolverme las dudas como si fuerais profesores, gracias, porque si no todo habría sido más difícil.

Gracias a todos los profesores de los que he aprendido muchísimas cosas, desde la humildad y la educación hasta cómo resolver todo tipo de problemas.

Gracias de todo corazón a quienes me llevan siempre conmigo, ellos saben quiénes son, y a mis mejores amigos fuera de la Universidad que les quiero con locura y me apoyan siempre en todo.

Este trabajo no acaba aquí, esto sólo es el comienzo de otro sueño más.

*“Quien mueve montañas empezó
apartando piedrecitas”
Confucio.*

Abstract

Microwave filter design is one of the key factors for the proper functioning of communications systems [1]. These filters are implemented in high-frequency technology using waveguides because they present better performance than microstrip technology. In order to know the response of these waveguide filters, is necessary use 3D electromagnetic simulators that need large consumption of CPU time. So, a deeply reduction of computation time it is required that allows a quick design in a reasonable time interval.

Usually, the microwave designer uses linear simulators based on S parameters and a very simple circuital approach to avoid the above mentioned problem. Several problems appear, for these kind of simulators when a large number of obstacles (sections) are used within the design.

Using accurate circuital approaches, is possible to design and simulate precise waveguides filters reducing consumption of CPU.

The aim of this work resides in validate the development of a procedure based on equivalent circuits of obstacles in waveguide to obtain design waveguide filters using linear simulators with low computational delay. The method used is based on an article of Macchiarella for the double post obstacles [2]. The language used to implement the different approaches is Verilog-A as it allows a compatible equivalent model to other commercial simulators. The simulations were carried out using Keysight Genesys™.

A comparative study of responses and computational times of electromagnetic simulations against simulations using Verilog-A for different types, waveguide sizes (WR-75 for Ku Band and WR-90 for X Band) and waveguide filter order, using double post obstacles working have been carried out in order to validate the approach. Finally, important conclusions have been presented. Furthermore, a specific library of waveguide obstacles suitable to design waveguide filters, it has been created. The library it can be using by user in Keysight Genesys™ and Keysight ADS using and many other simulators that supports Verilog-A files.

Resumen

El diseño de filtros microondas es uno de los factores fundamentales para el correcto funcionamiento de los sistemas de comunicaciones [1]. Estos filtros son implementados en tecnologías de alta frecuencia mediante guías de onda ya que presentan mejores prestaciones que la tecnología microstrip. Para conocer la respuesta de estos filtros en guía de onda es necesario el uso de simuladores electromagnéticos que conllevan un gran consumo de CPU es por eso que se requieren nuevos simuladores que reduzcan dichos tiempos de computación. Existen simuladores lineales de parámetros S basados en análisis circuitales donde para un gran número de obstáculos existen circuitos equivalentes aproximados que permiten así simular filtros en guías de onda en un simulador reduciendo el consumo de CPU.

El objetivo de este trabajo es validar el desarrollo de un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos en guías de onda que consiga diseñar filtros en guía de onda utilizando simuladores lineales de menor coste computacional. El método utilizado se basa en el artículo de Macchiarella [2]. El lenguaje que se ha utilizado es Verilog-A debido a la fácil programación del mismo y porque permite obtener un modelo equivalente compatible a otros simuladores. Las simulaciones se han llevado a cabo empleando Keysight Genesys™.

Para validar los resultados se realizará un estudio comparativo de las respuestas y tiempos computacionales de las medidas realizadas mediante un analizador de redes y de las simulaciones electromagnéticas frente a las simulaciones mediante Verilog-A para 5 tipos de filtros de guía de onda con obstáculos de doble poste de orden cinco y orden tres trabajando en WR-75 (Banda Ku) y un filtro de cinco secciones trabajando en WR-90 (Banda X). Finalmente se obtendrán las conclusiones más relevantes.

Además, se ha creado una biblioteca específica de filtros de guía de onda rectangular para diferentes obstáculos la cual puede ser añadida al simulador Keysight Genesys™ utilizándola así cualquier usuario que contenga dichos ficheros Verilog-A.

Índice general

Contenido

Abstract	I
Resumen.....	II
Índice general.....	III
Índice de figuras	VI
Capítulo 1	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Estructura de la memoria.....	3
Capítulo 2	5
2.1 Líneas de Transmisión y guías de onda	5
2.1.1 Introducción	5
2.1.2 Evolución de las comunicaciones eléctricas y electromagnéticas	6
2.1.3 Clasificación de los medios de transmisión.....	6
2.1.4 Líneas de transmisión. Modelo circuital	8
2.1.5 Soluciones generales para TEM, TE y TM.....	11
2.1.6 Modos TEM, TE, TM	12
2.2 Línea de transmisión. Cable coaxial	15
2.2.1 Introducción	15
2.2.2 Constantes de propagación y fase	18
2.2.3 Velocidad de fase	18
2.2.4 Longitud de onda.....	19
2.2.5 Impedancia característica	19
2.3 Guías de onda rectangular	19
2.3.1 Introducción	19
2.3.2 Modo TE:	21
2.3.3 Modo TM.....	25
2.3.4 Modos de propagación para guía de onda rectangular	27
2.3.5 Frecuencia de corte para guía de onda rectangular	30
2.3.6 El modo dominante TE_{10}	30
2.3.7 Impedancia característica	31
2.3.8 Longitud de onda de la guía	31
2.3.9 Potencia transmitida por los modos TM y TE	32

2.4	Transición coaxial guía.	32
2.5	Parámetros de dispersión ó Scattering.	33
2.5.1	Definición de matriz de dispersión:	33
2.5.2	Parámetros Simétricos T y π :	36
Capítulo 3		37
3.1	Lenguaje Verilog-A.	37
3.1.1	Introducción	37
3.1.2	Sistemas del lenguaje Verilog-A	37
3.1.3	Leyes de Kirchhoff	38
3.1.4	Arquitectura Verilog-A	39
3.1.5	Estructura de un módulo Verilog-A.	40
3.1.6	Tutorial de compilación en Verilog-A.	41
Capítulo 4		49
4.1	Biblioteca de obstáculos en guía de onda rectangular	49
4.1.1	Introducción	49
4.1.2	Simulación de obstáculos en guía de onda rectangular.	51
4.1.3	Validación de la biblioteca	55
Capítulo 5		59
5.1	Modelado de obstáculos de doble poste mediante expresiones Macchiarella [2]	59
5.1.1	Introducción	59
5.1.2	Circuito equivalente de doble poste	60
5.1.3	Ficheros Verilog-A para obstáculos de doble poste.	64
5.1.4	Modelado de filtros de doble poste mediante aproximaciones.	67
5.2	FILTRO 1.	69
5.2.1	Diseño del esquemático Filtro 1.	69
5.2.2	Primera representación Filtro 1	71
5.2.3	Primeras optimizaciones Filtro 1.	74
5.2.4	Optimización final Filtro 1	78
5.2.5	Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2].	81
5.3	FILTRO 2.	86
5.3.1	Diseño del esquemático Filtro 2.	86
5.3.2	Primera representación Filtro 2	87
5.3.3	Primeras optimizaciones Filtro 2.	89
5.3.4	Optimización final Filtro 2	92
5.3.5	Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]	94
5.4	FILTRO 3.	98
5.4.1	Diseño del esquemático Filtro 3.	98
5.4.2	Primera representación Filtro 3	99

5.4.3	Primeras optimizaciones Filtro 3.....	101
5.4.4	Optimización final Filtro 3	104
5.4.5	Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]	106
5.5	FILTRO 4	109
5.5.1	Diseño del esquemático Filtro 4.....	110
5.5.2	Primera representación Filtro 4	111
5.5.3	Primera representación Filtro 4	113
5.5.4	Optimización final Filtro 4	115
5.5.5	Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]	117
5.6	Comparativa de la respuesta de un filtro doble poste simulado electromagnéticamente con la simulación implementada en Verilog-A.	120
5.6.1	Diseño del esquemático Filtro 5.....	121
5.6.2	Diseño del esquemático Filtro 5.....	122
5.6.3	Primeras optimizaciones Filtro 5.....	124
5.6.4	Optimización final Filtro 5	128
5.6.5	Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]	130
Capítulo 6:	134
6.1	Conclusiones	134
6.2	Líneas Futuras	136
Bibliografía	138

Índice de figuras

Figura 1. Transmisión radiada.....	5
Figura 2. Transmisión guiada.....	5
Figura 3. Tipos de líneas de transmisión.....	7
Figura 4. División del espectro electromagnético.....	8
Figura 5. Denominación de las bandas.....	8
Figura 6. Denominación de las bandas a frecuencias de microonda.....	8
Figura 7. Modelo equivalente del coaxial para frecuencias bajas.....	9
Figura 8. Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.....	9
Figura 9. Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.....	9
Figura 10. Circuitos equivalentes por secciones.....	10
Figura 11. Línea de Transmisión.....	10
Figura 12. Geometría de una línea de transmisión o guía de onda.....	11
Figura 13. Geometría de la línea de transmisión. Cable coaxial.....	15
Figura 14. Representación de la frecuencia de corte normalizada para modo TE_{11}	17
Figura 15. Líneas del campo para TEM y TE_{11} en cable coaxial.....	18
Figura 16. Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.....	18
Figura 17. Geometría de una guía de onda rectangular.....	20
Figura 18. Tipos de guía de onda rectangular.....	20
Figura 19. Resumen de expresiones para el modo TE_{mn} y TM_{mn}	27
Figura 20. Atenuación en guía onda rectangular para modos TE y TM.....	27
Figura 21. Líneas del campo en guía onda rectangular.....	29
Figura 22. Transición entre un coaxial a guía de onda de onda.....	33
Figura 23. Red conectada a N accesos o líneas de transmisión.....	34
Figura 24. Representación del Modelo en T.....	36
Figura 25. Representación del modelo en π	37
Figura 26. Jerarquía de componentes en Verilog-A.....	38
Figura 27. Ejemplo de rama en Verilog-A.....	38
Figura 28. Ley potencial Kirchoof (KFL y KPL) en Verilog-A.....	39
Figura 29. Arquitectura Verilog-A.....	39
Figura 30. Ejemplo de módulo para resistencia en Verilog-A.....	40
Figura 31. Fichero Verilog-A resistencia.....	41
Figura 32. Fichero Verilog-A diodo.....	42
Figura 33. Library Selector de Keysight Genesys™.....	42
Figura 34. Librería Keysight Genesys™.....	42
Figura 35. Carpeta "My Models" de Keysight Genesys™.....	43
Figura 36. Fichero Verilog-A diode en Library Manager.....	43
Figura 37. Comprobación fichero Verilog-A diode en Library Selector.....	43
Figura 38. Componente diode creado.....	44
Figura 39. Especificaciones del módulo diode.....	44
Figura 40. Ventana Part Selector A del simulador Keysight Genesys™.....	44
Figura 41. Especificaciones del componente TL1.....	44
Figura 42. Selección del fichero Verilog-A.....	45
Figura 43. Características del componente.....	45
Figura 44. Nombre del fichero diode@diode.va.....	45
Figura 45. Conjunto de esquemáticos definidos en Keysight Genesys™.....	46
Figura 46. Esquemático de "component_diode (Model)".....	46
Figura 47. Esquemático de "diode(Schematic)".....	46
Figura 48. Diferentes tipos de análisis en Keysight Genesys™.....	46
Figura 49. Simulación lineal del fichero "diode@diode.va".....	47
Figura 50. Parámetro S_{11} y S_{21} del módulo "diode@diode.va".....	47
Figura 51. Esquemáticos "component_resis (Model)" y "resis (Schematic)".....	48
Figura 52. Posible Warning al simular.....	48
Figura 53. Simulación lineal del fichero "resis@resis.va".....	49
Figura 54. Parámetro S_{11} y S_{21} del módulo "diode@diode.va".....	49
Figura 55. Biblioteca "Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular".....	50
Figura 56. Carpetas "My models" y "My workspace" de Keysight Genesys™.....	50
Figura 57. Esquemático para simular los obstáculos.....	52
Figura 58. Transición coaxial-guía.....	52

Figura 59. Localización de transición coaxial-guía en Keysight Genesys™	52
Figura 60. Ventana de propiedades de la transición coaxil-guía	53
Figura 61. Parámetros del sustrato Aire	53
Figura 62. Ejemplo del primer tramo en guía de onda rectangular	53
Figura 63. Ventana de propiedades de guía de onda	54
Figura 64. Modelado para cada tipo de obstáculo en Keysight Genesys™	54
Figura 65. Localización del componente SP en Keysight Genesys™	54
Figura 66. Propiedades del componente SP	55
Figura 67. Ejemplo del segundo tramo en guía de onda rectangular	55
Figura 68. Vista frontal y lateral del fichero wrcc1.va	56
Figura 69. Circuito equivalente del fichero wrcc1.va	56
Figura 70. Circuito equivalentewrcc1.va	57
Figura 71. Fichero Verilog-A para el obstáculo wrcc1.va	58
Figura 72. Análisis lineal del fichero wrcc1.va	58
Figura 73. Simulación parámetro S_{21} del fichero wrcc1.va	58
Figura 74. Simulación parámetro S_{21} del fichero wrcc1.va [12]	59
Figura 75. Tiempo de ejecución del obstáculo wrcc1.va	59
Figura 76. Circuito equivalente obstáculo de diámetro pequeño	61
Figura 77. Circuito equivalente obstáculo de diámetro grande	61
Figura 78. Circuito equivalente de obstáculo doble poste presentado por Macchiarella [2]	61
Figura 79. Circuito equivalente obstáculo de doble poste [2]	65
Figura 80. Fichero Verilog-A “double_large.va” en guía de onda WR-75	66
Figura 81. Fichero Verilog-A “double.va” en guía de onda WR-75	67
Figura 82. Dimensiones del filtro 1	69
Figura 83. Dimensiones L y x del filtro 1	69
Figura 84. Transición coaxial-guía y línea de transmisión del filtro 1	71
Figura 85. Características del componente SP del filtro 1	71
Figura 86. Esquemático del filtro 1 de 5 secciones en Keysight Genesys™	72
Figura 87. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21}	72
Figura 88. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11}	73
Figura 89. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} y S_{11}	74
Figura 90. Primera optimización filtro 1, definición variables y parámetros de la guía	75
Figura 91. Primera optimización filtro 1, variables de tipo “Tune”	75
Figura 92. Primera optimización filtro 1. Rangos de frecuencia parámetro S_{21}	75
Figura 93. Primera optimización filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L	76
Figura 94. Primera optimización filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	77
Figura 95. Segunda optimización Filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L	77
Figura 96. Segunda optimización filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	77
Figura 97. Optimización final filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L y R	78
Figura 98. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	79
Figura 99. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21}	79
Figura 100. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{11}	80
Figura 101. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 1	81
Figura 102. Representación filtro teórico que modela el filtro 1	81
Figura 103. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 1	81
Figura 104. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 1	82
Figura 105. Comparativa del parámetro S_{21}	82
Figura 106. Comparativa del parámetro S_{11}	83
Figura 107. Comparativa del parámetro S_{21}	84
Figura 108. Comparativa del parámetro S_{11}	85
Figura 109. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 1	85
Figura 110. Dimensiones del filtro 2	86
Figura 111 Dimensiones L y x del filtro 2	86
Figura 112. Esquemático del filtro 2 de 5 secciones en Keysight Genesys™	87
Figura 113. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21}	88
Figura 114. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}	89
Figura 115. Primera optimización filtro 2, definición variables y parámetros de la guía	90
Figura 116. Primera optimización filtro 2. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	90
Figura 117. Primera optimización filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L	90
Figura 118. Primera optimización filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	91
Figura 119. Segunda optimización filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L	91
Figura 120. Segunda optimización filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	92

Figura 121. Optimización final filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L, R y X.....	92
Figura 122. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	93
Figura 123. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21}	93
Figura 124. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{11}	94
Figura 125. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 2.....	95
Figura 126. Representación filtro teórico que modela el filtro 2.....	95
Figura 127. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 2.....	95
Figura 128. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 2.....	96
Figura 129. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21}	96
Figura 130. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{11}	97
Figura 131. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 2.....	98
Figura 132. Dimensiones del filtro 3.....	98
Figura 133. Dimensiones L y x del filtro 3.....	98
Figura 134. Esquemático del filtro 3 de 5 secciones en Keysight Genesys™.....	100
Figura 135. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21}	100
Figura 136. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}	101
Figura 137. Primera optimización filtro 3, definición variables y parámetros de la guía.....	102
Figura 138. Primera optimización filtro 3. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	102
Figura 139. Primera optimización filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L.....	103
Figura 140. Primera optimización filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	103
Figura 141. Segunda optimización filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L.....	103
Figura 142. Segunda optimización filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	104
Figura 143. Optimización final filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L, R y X.....	104
Figura 144. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	105
Figura 145. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21}	105
Figura 146. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{11}	106
Figura 147. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 3.....	107
Figura 148. Representación filtro teórico que modela el filtro 3.....	107
Figura 149. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 3.....	107
Figura 150. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 3.....	107
Figura 151. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21}	108
Figura 152. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{11}	108
Figura 153. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 3.....	109
Figura 154. Dimensiones del filtro 4.....	109
Figura 155. Dimensiones L y x del filtro 4.....	110
Figura 156. Esquemático del filtro 4 de 3 secciones en Keysight Genesys™.....	111
Figura 157. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21}	111
Figura 158. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}	112
Figura 159. Primera optimización filtro 4, definición variables y parámetros de la guía.....	113
Figura 160. Primera optimización filtro 4. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	113
Figura 161. Primera optimización filtro 4. Valores mínimos y máximos de la variable L.....	114
Figura 162. Primera optimización filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	114
Figura 163. Segunda optimización filtro 4, definición variables y parámetros de la guía.....	115
Figura 164. Segunda optimización filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	115
Figura 165. Optimización final filtro 4. Valores mínimos y máximos de la variable L y X.....	115
Figura 166. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	116
Figura 167. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21}	116
Figura 168. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{11}	117
Figura 169. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 4.....	118
Figura 170. Representación filtro teórico que modela el filtro 4.....	118
Figura 171. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 4.....	118
Figura 172. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 4.....	118
Figura 173. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21}	119
Figura 174. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{11}	119
Figura 175. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 4.....	120
Figura 176. Dimensiones del filtro 5.....	120
Figura 177. Transición coaxial-guía y línea de transmisión del filtro 5.....	122
Figura 178. Características del componente SP del filtro 5.....	122
Figura 179. Esquemático del filtro 5 de 5 secciones en Keysight Genesys™.....	123
Figura 180. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21}	123
Figura 181. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11}	124
Figura 182. Primera optimización filtro 5, definición variables y parámetros de la guía.....	125

Figura 183. Primera optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	125
Figura 184. Primera optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L, X y R.	125
Figura 185. Primera optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	126
Figura 186. Segunda optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L, X, R.	126
Figura 187. Segunda optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	126
Figura 188. Segunda optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	127
Figura 189. Tercera optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L.	127
Figura 190. Tercera optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	128
Figura 191. Optimización final filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L, X.	128
Figura 192. Optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}	128
Figura 193. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}	129
Figura 194. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21}	129
Figura 195. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{11}	130
Figura 196. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 5.	130
Figura 197. Representación filtro teórico que modela el filtro 5	131
Figura 198. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 5	131
Figura 199. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 5	131
Figura 200. Representación final de parámetros S_{21} filtro 5	132
Figura 201. Representación final de parámetros S_{11} filtro 5	132
Figura 202. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 5.	133
Figura 203. Fichero .S2P. Parámetros S del filtro utilizando aproximaciones Macchiarella [2]	136
Figura 204. Fichero .S2P. Parámetros S de las medidas realizadas en el laboratorio	136

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 Macchiarella [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 exponen los objetivos propuesto para este trabajo:

Primer objetivo:

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] y han sido incorporados a una nueva biblioteca del simulador Keysight Genesys™ en su versión más reciente. 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, Génesys 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, comprobar que su simulación es correcta e introducirlos en otra biblioteca diferente.

Estos ficheros Verilog-A modelan el comportamiento de diferentes tipos de obstáculos mediante las aproximaciones definidas por Rizzi [13], Marcuvitz [14] y Collin [15]. El usuario podrá añadir dicha biblioteca a cualquier simulador compatible con

Verilog-A y trabajar sobre los ficheros sin necesidad de volver a crearlos. Simplemente tendrá que añadir dichos ficheros en las carpetas correspondientes del simulador.

Para validar los resultados de esta nueva biblioteca, se han vuelto a ejecutar y a comprobar que las simulaciones obtenidas son iguales que las simulaciones de los trabajos de fin de carrera [4], [7] y [12]. Estas aproximaciones ofrecen resultados muy aproximados a los teóricos en un tiempo de espera reducido, en torno a los 0,039 sg, en comparación a los simuladores electromagnéticos que ofrecen aproximaciones más exactas debido a que emplean las ecuaciones de Maxwell pero requieren altos tiempos de computación.

Segundo objetivo:

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 segundo objetivo será, por tanto, validar el desarrollo de un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos de doble poste en guía de onda rectangular que permita diseñar dichos filtros utilizando un simulador de menor coste. En concreto se validarán las aproximaciones de Macchiarella [2]. Estas aproximaciones de Macchiarella [2] se añadirán a un fichero Verilog-A de manera que éste se comportará como un obstáculo de doble poste. Pudiendo así mediante la herramienta Keysight Genesys™, simular un filtro en guía de onda rectangular con obstáculos de doble poste del orden que queramos y de las dimensiones que deseemos.

Para validación de la aproximación circuital propuesta por Machiarrela [2] se dispone de medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes y de simulaciones electromagnéticas realizadas mediante los simuladores HFSS y CST de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de doble poste. 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 medidas en el laboratorio, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas.

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 doble poste a otro tipo de obstáculos: irisés simétricos y asimétricos, postes simples, combinación de ambas, 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 Macchiarella [2] que sí podrán modelar dicho comportamiento del filtro en guía de onda para obstáculos de doble poste.

- 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.

El presente capítulo pretende cumplir el primer objetivo planteado. 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. El motivo por el que se ha vuelto 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 doble poste mediante expresiones aproximadas.

En el presente capítulo se pretende validar el desarrollo de un método basado en circuitos equivalentes de obstáculos de doble poste en guía de onda que permita diseñar dichos filtros utilizando un simulador de menor coste, en concreto, las aproximaciones de Macchiarella [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 Macchiarella [2] se asemeja a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y a la simulación electromagnética 3D. Lógicamente, la simulación obtenida mediante las aproximaciones de Macchiarella [2] tendrá un cierto margen de error con respecto a las medidas en el laboratorio y a las simulaciones electromagnéticas 3D, es por eso que se optimizará la simulación de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ adaptando las dimensiones de la guía de onda hasta conseguir máximo parecido entre dichas medidas y simulaciones electromagnéticas.

- Capítulo 6: Conclusiones.

En este último capítulo se llega a la conclusión de que se han cumplido los dos objetivos propuestos. Por una parte, mediante la biblioteca creada se ha facilitado al usuario la tarea de simular diferentes tipos de obstáculos en un filtro en guía de onda rectangular para aquellos simuladores que sean compatibles con Verilog-A. Por otra parte, se ha podido validar una aproximación circuital propuesta por Machiarrela [2] basada en un circuito equivalente de doble poste 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).

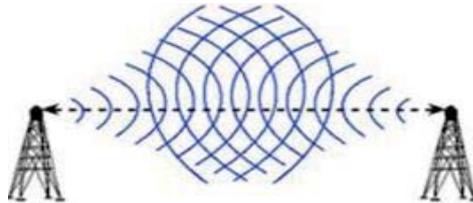


Figura 1. Transmisión radiada.

- **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**.

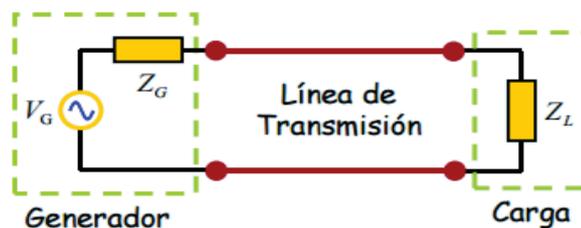


Figura 2. Transmisión guiada.

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 Sriever. 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.

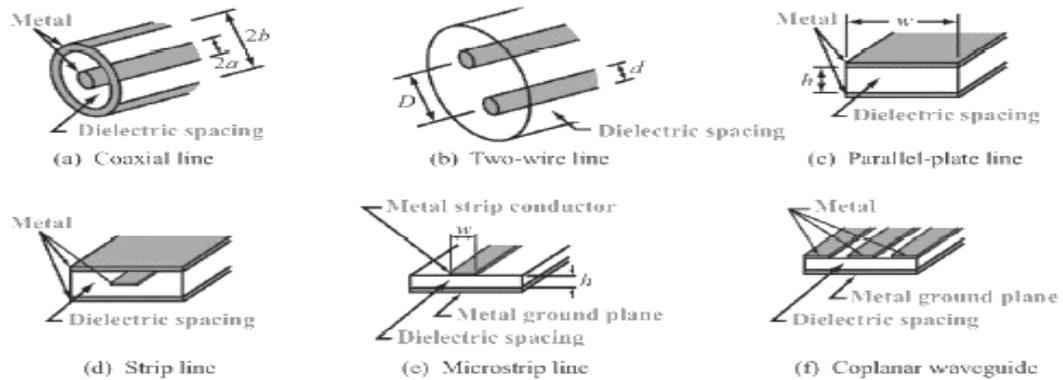


Figura 3. Tipos de líneas de transmisión.

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



a) Guía circular



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

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.

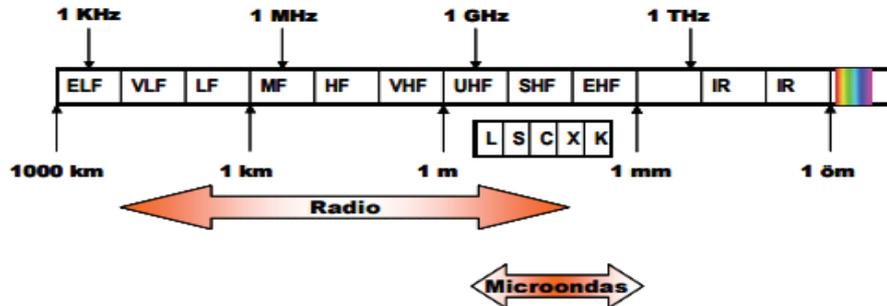


Figura 4. División del espectro electromagnético.

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 5. Denominación de las bandas.

A frecuencias de microondas se utilizan otras denominaciones como: banda L, C, S, X como muestra la Figura 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	11.1 mm	7.5 mm
mm	40 GHz	300 GHz	7.5 mm	1 mm

Figura 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 7.

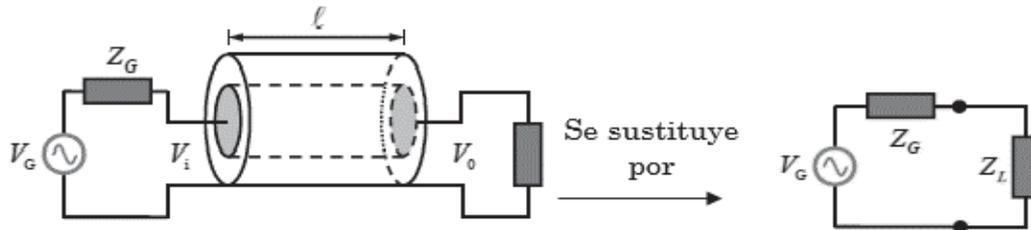


Figura 7. Modelo equivalente del coaxial para frecuencias bajas.

- 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 8.

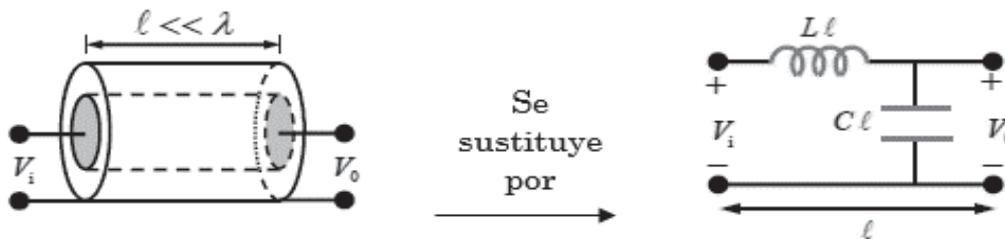


Figura 8. Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.

- Cuando el coaxial tiene pérdidas, el modelo pasa a ser el de la Figura 9.

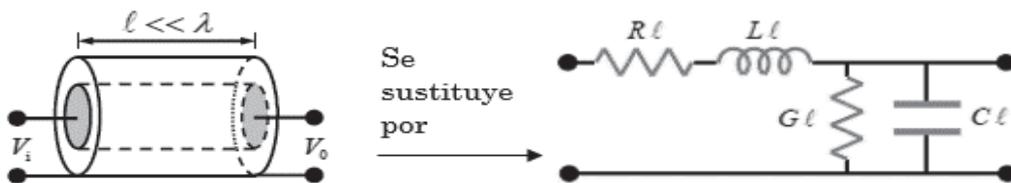


Figura 9. Modelo equivalente del coaxial con pérdidas.

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:

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

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.

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

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

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

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

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

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

- 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 10.

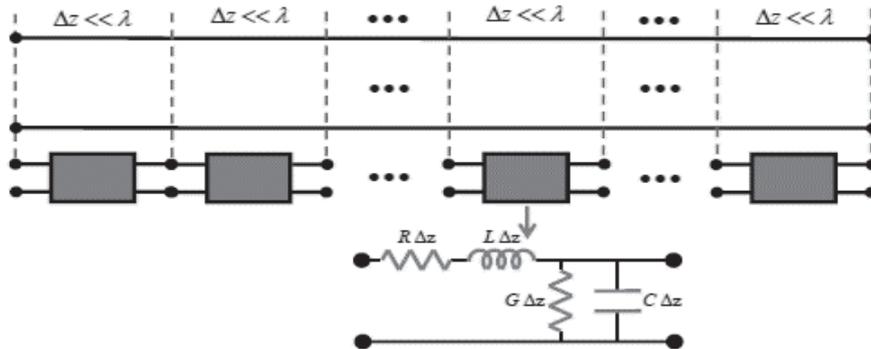


Figura 10. Circuitos equivalentes por secciones.

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.

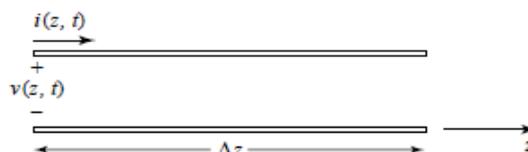


Figura 11. Línea de Transmisión

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 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.

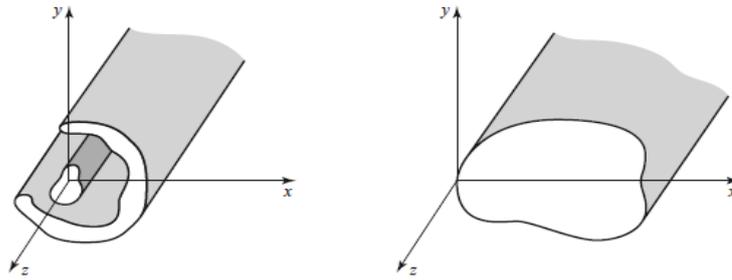


Figura 12. Geometría de una línea de transmisión o guía de onda.

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:

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

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

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

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:

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

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

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

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

Siendo $k_c^2 = k^2 + \gamma^2$ y $k = w\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{w}{c}\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}$. 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):* $E_z = \mathbf{0}$ y $H_z = \mathbf{0}$. 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):* $E_z = \mathbf{0}$ y $H_z \neq \mathbf{0}$. El campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo H o TE_z .
- 3) *Ondas Transversales Eléctricas (TE):* $E_z \neq \mathbf{0}$ y $H_z = \mathbf{0}$. El campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo E o TE_z .
- 4) *Ondas Transversales Magnéticas (TM):* $E_z \neq \mathbf{0}$ y $H_z = \mathbf{0}$. El campo magnético es transversal a la dirección de propagación z . También se llama modo E o TM_z .
- 5) *Modos Híbridos Electromagnéticos (HEM):* $E_z \neq \mathbf{0}$ y $H_z \neq \mathbf{0}$. 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 $E_z = \mathbf{0}$ y $H_z = \mathbf{0}$ entonces se irían dichos términos en las ecuaciones (21), (22), (23) y (24) y como consecuencia k_c 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 $\Phi(x, y)$ es: $\nabla^2\Phi(x, y) = 0$.

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

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

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

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:

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

La impedancia característica del modo TEM valdría:

$$\mathbf{Z}_0 = \frac{V}{I} \quad (27)$$

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 $\mathbf{E}_z = \mathbf{0}$ y $\mathbf{H}_z \neq \mathbf{0}$ 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:

$$\mathbf{Z}_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{jw\mu}{\gamma} \quad (32)$$

MODO TM: También denominado modo E. Puede existir tanto en guías formadas por un único conductor como por varios. Si $\mathbf{E}_z \neq \mathbf{0}$ y $\mathbf{H}_z = \mathbf{0}$ 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:

$$\mathbf{Z}_w = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\gamma}{jw\mu} \quad (34)$$

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 13 se muestra la geometría del cable coaxial.

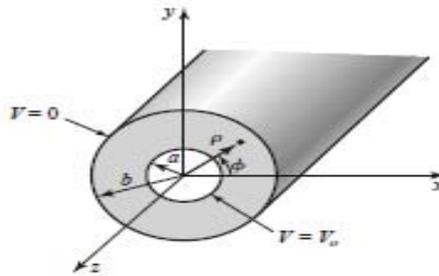


Figura 13. Geometría de la línea de transmisión. Cable coaxial

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 $\Phi(\rho, \phi)$ que es una solución a la ecuación de Laplace. Esta ecuación en coordenadas cilíndricas toma la siguiente expresión:

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

Para resolver esta ecuación, debe estar $\Phi(\rho, \phi)$ 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 $\Phi(\rho, \phi)$ 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:

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

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

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

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

$$k_\rho^2 + k_\phi^2 = 0 \quad (42)$$

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 $\Phi(\rho, \phi)$ no debe variar en función de ϕ . Por lo tanto, n debe ser cero, esto implica que k_ρ también debe ser cero, de modo que la ecuación para $R(\rho)$ en (40) se reduce a:

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

Entonces la solución para $R(\rho)$ es:

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

Y por tanto:

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

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 $\Phi(\rho, \phi)$ como:

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

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

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

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

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:

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

Donde $H_z(\rho, \phi, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$, 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:

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

Se aplican las siguientes ecuaciones:

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

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

Debido a que este es un conjunto homogéneo de ecuaciones, la única solución no trivial ($C \neq 0, D \neq 0$), 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 14 la frecuencia de corte normalizada para el modo dominante TE_{11} para cable coaxial.

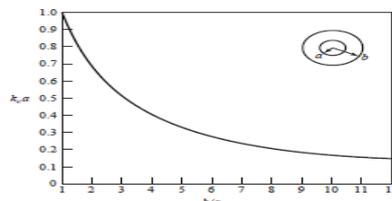


Figura 14. Representación de la frecuencia de corte normalizada para modo TE_{11} .

Las líneas de campo para TEM y modo TE₁₁ de la línea coaxial se muestran en la figura:

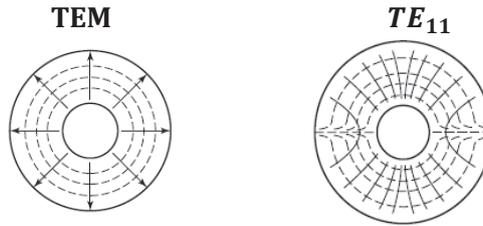


Figura 15. Líneas del campo para TEM y TE₁₁ en cable coaxial.

Como se ha explicado anteriormente, el cable coaxial es una línea de transmisión que puede representarse mediante el circuito equivalente de la Figura 16.

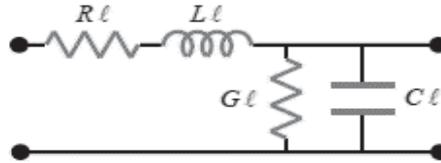


Figura 16. Modelo equivalente del coaxial sin pérdidas.

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 permitividad 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:

$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (61)$$

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

2.2.4 Longitud de onda

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

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:

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

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

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

Y queda finalmente que la *impedancia característica* es:

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

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 17 se muestra la geometría de una guía de onda rectangular.

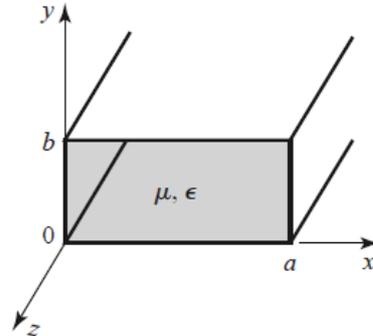


Figura 17. Geometría de una guía de onda rectangular.

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 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 guías de onda **WR-90** y **WR-75**.

Frequency Band	Waveguide Standard	Frequency Limits (GHz)	Inside Dimensions (mm)
	WR-2300	0.32 - 0.49	584.2 x 292.1
	WR-2100	0.35 - 0.53	533.4 x 266.7
	WR-1800	0.43 - 0.62	457.2 x 288.6
	WR-1500	0.49 - 0.74	381.0 x 190.5
	WR-1150	0.64 - 0.96	292.1 x 146.05
	WR-1000	0.75 - 1.1	253.365 x 126.6825
	WR-770	0.96 - 1.5	195.58 x 97.79
	WR-650	1.12 to 1.70	165.1 x 82.55
R band	WR-430	1.70 to 2.60	109.22 x 54.61
D band	WR-340	2.20 to 3.30	86.36 x 43.18
S band	WR-284	2.60 to 3.95	72.136 x 34.036
E band	WR-229	3.30 to 4.90	58.166 x 29.21
G band	WR-187	3.95 to 5.85	47.5488 x 22.1488
F band	WR-159	4.90 to 7.05	40.386 x 20.193
C band	WR-137	5.85 to 8.20	34.8488 x 15.7988
H band	WR-112	7.05 to 10.00	28.4988 x 12.6238
X band	WR-90	8.2 to 12.4	22.86 x 10.16
X-Ku band	WR-75	10.0 to 15.0	19.05 x 9.525
Ku band	WR-62	12.4 to 18.0	15.7988 x 7.8994
K band	WR-51	15.0 to 22.0	12.954 x 6.477
K band	WR-42	18.0 to 26.5	10.668 x 4.318
Ka band	WR-28	26.5 to 40.0	7.112 x 3.556
Q band	WR-22	33 to 50	5.6896 x 2.8448
U band	WR-19	40 to 60	4.7752 x 2.3876
V band	WR-15	50 to 75	3.7592 x 1.8796
E band	WR-12	60 to 90	3.0988 x 1.5494
W band	WR-10	75 to 110	2.54 x 1.27
F band	WR-8	90 to 140	2.032 x 1.016
D band	WR-6	110 to 170	1.651 x 0.8255
G band	WR-5	140 to 220	1.2954 x 0.6477
	WR-4	170 to 260	1.0922 x 0.5461
	WR-3	220 to 325	0.8636 x 0.4318
Y-band	WR-2	325 to 500	0.508 x 0.254
	WR-1.5	500 to 750	0.381 x 0.1905
	WR-1	750 to 1100	0.254 x 0.127

Figura 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:

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

Siendo $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ y $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ 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:

$$\left(\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + k_c^2 \right) = 0 \quad (70)$$

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:

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

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

Y:

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

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:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (77)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (78)$$

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:

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

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

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

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

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

$$\mathbf{E}_z = 0 \quad (87)$$

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

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

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:*

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

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 TE₁₀ y ocurre cuando m=1 y n=0:

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (91)$$

Este modo es el dominante en los filtros de onda rectangulares, como se puede observar el campo \overline{E} Y \overline{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 TE₁₀. A continuación, se muestran las *componentes del campo para el modo dominante*:

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

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

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

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (98)$$

El número de onda y la constante de propagación para el modo TE₁₀ son:

$$\mathbf{k}_c = \frac{\pi}{a} \quad (99)$$

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

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

$$\begin{aligned} P_{10} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \bar{E}_x \bar{H}_y^* \cdot \hat{z} \, dy \, dx = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_y \, x \, H_x^* \, dy \, dx \quad (101) \\ &= \frac{w \mu a^2}{2\pi^2} \operatorname{Re} (\beta) |A_{10}|^2 \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b \sin^2\left(\frac{\pi x}{a}\right) \, dy \, dx \\ &= \frac{w \mu a^3 |A_{10}|^2}{4\pi^2} \operatorname{Re} (\beta) \end{aligned}$$

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:

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

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

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:

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

Siendo: $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$ 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 $k_x = \frac{n\pi}{a}$ 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}* .

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

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

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

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

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

$$\mathbf{H}_z = 0 \quad (117)$$

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:

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

Como se puede observar es más grande que la frecuencia $f_{c_{10}}$ (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:

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

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

Se sabe que 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:

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

La velocidad de fase es:

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

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

En la Figura 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.

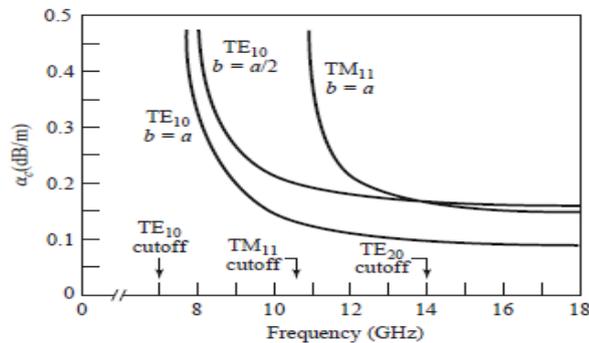


Figura 20. Atenuación en guía de onda rectangular para modos TE y TM.

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} y 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:

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

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

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

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:

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

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 21 se puede observar las líneas de campo de los seis primeros modos de propagación de una guía de onda rectangular.

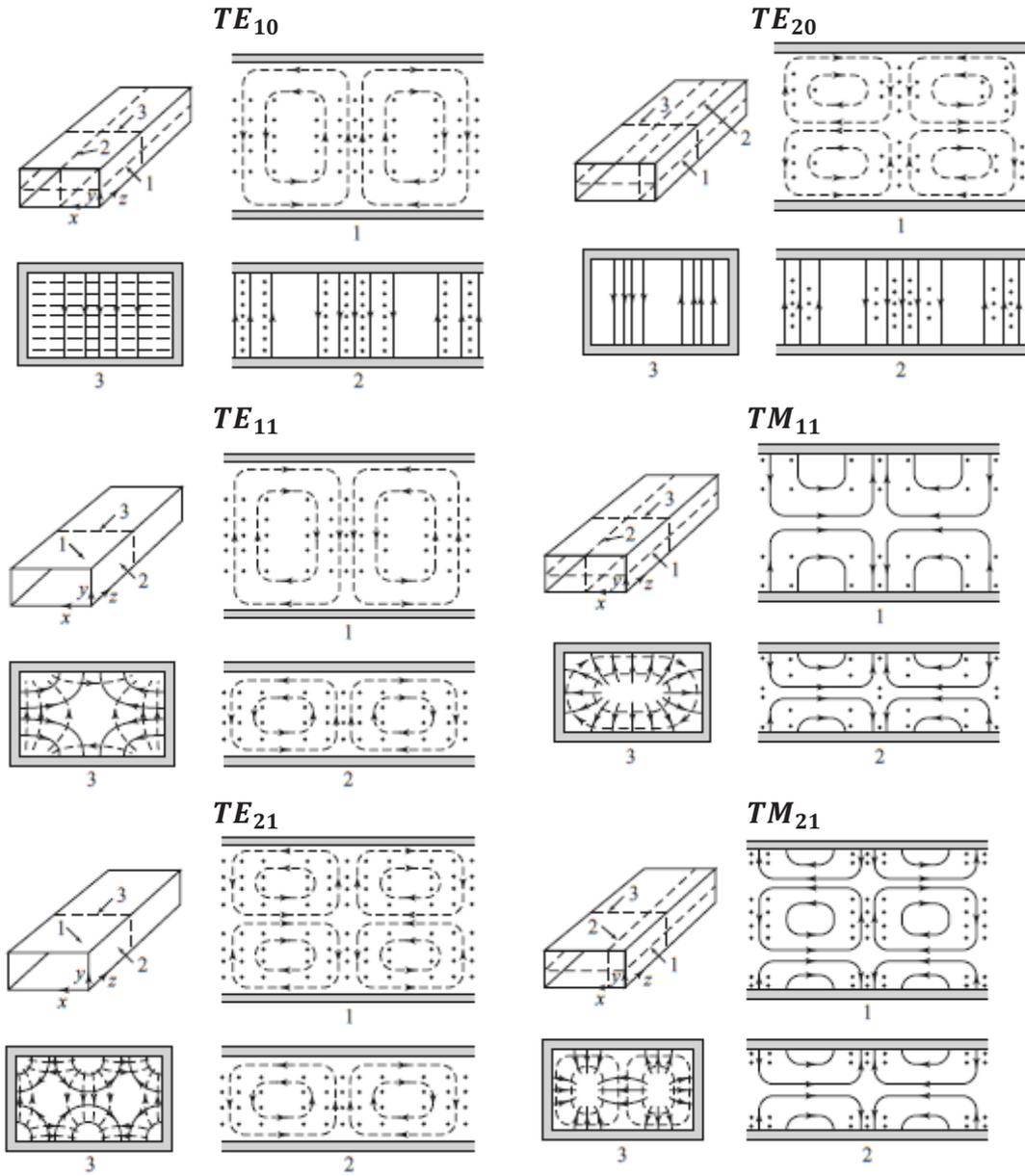


Figura 21. Líneas del campo en guía onda rectangular

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:

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

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

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

-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:

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

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

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

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

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.

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

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:

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

Siendo $d\vec{S} = dx dy \vec{z}$ 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:

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

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:

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

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 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 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 Figura23 se muestra lo que sería una red de microondas conectada al exterior mediante N accesos o líneas de transmisión.

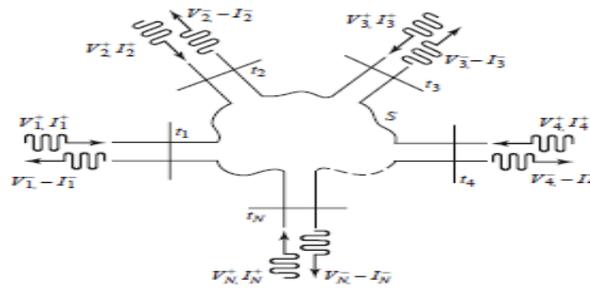


Figura 23. Red conectada a N accesos o líneas de transmisión

En un punto específico del puerto n del punto t_n 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^+ y I_n^+ y ondas reflejadas de la amplitud de tensión normalizada V_n^- y 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:

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

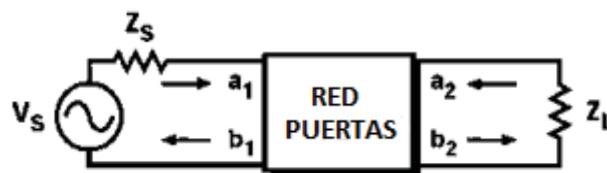
También puede ser expresado de la siguiente manera:

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

También se puede expresar la matriz de admitancias:

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

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^- y 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:

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

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

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:

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

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:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{S1} \Gamma_L}{1 - S_{S2} \Gamma_L}$$

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:

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{S1} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$$

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**:

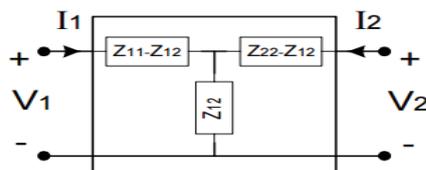


Figura 24. Representación del Modelo en T

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

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

Siendo:

- Z_{in} la impedancia característica del cable coaxial.
- $Z_{12} = \pm j X_{12}$ 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.

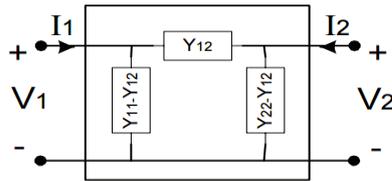


Figura 25. Representación del modelo en π .

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 ó 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 26. Para poder simular un sistema es necesario tener una descripción completa de todos los componentes que lo forman.

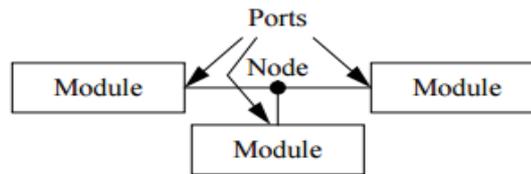


Figura 26. Jerarquía de componentes en Verilog-A.

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 27.

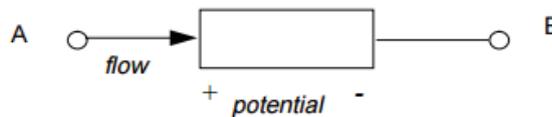


Figura 27. Ejemplo de rama en Verilog-A

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.

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 Kirchoof (KPL):* La suma algebraica de todas las tensiones de cada rama sobre una malla en cualquier instante son cero.

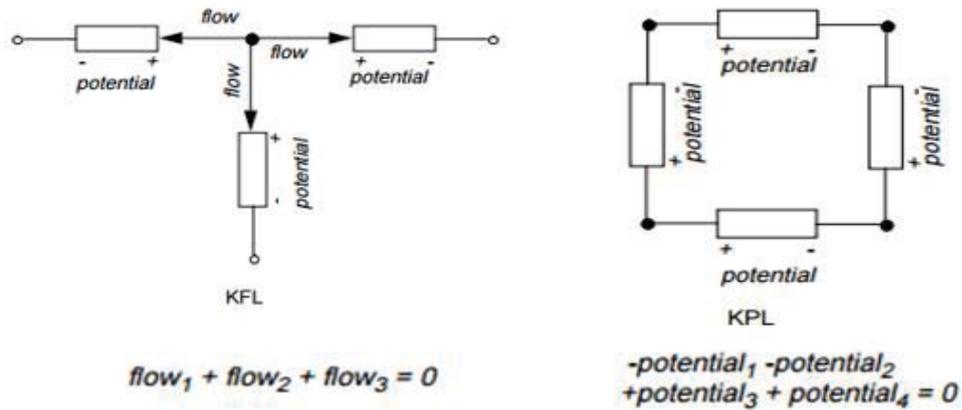


Figura 28. Ley potencial Kirchoof (KFL y KPL) en Verilog-A.

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 29 se muestra la arquitectura Verilog-A comentada anteriormente.

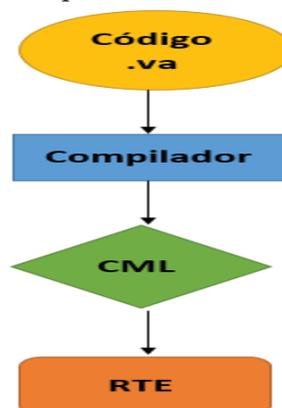


Figura 29. Arquitectura Verilog-A

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 30.

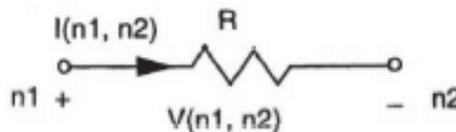


Figura 30. Ejemplo de módulo para resistencia en Verilog-A

```
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 tratara 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:

```

`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 31. 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 32. 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.

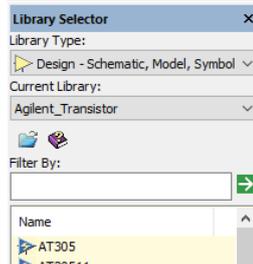


Figura 33. Library Selector de Keysight Genesys™.

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 34.

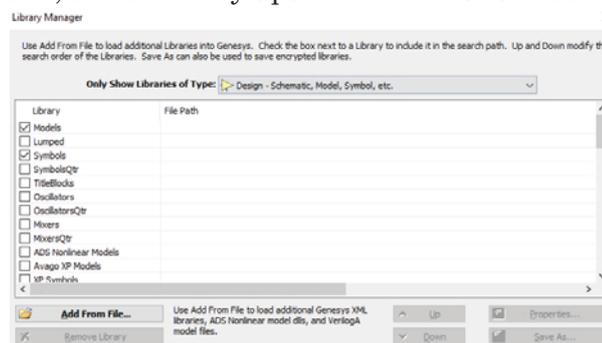


Figura 34. Librería Keysight Genesys™.

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

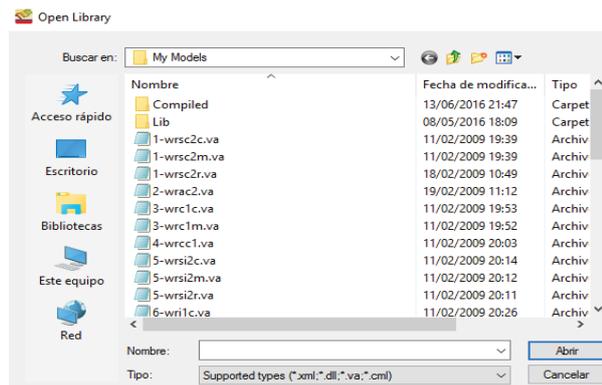


Figura 35. Carpeta “My Models” de Keysight Genesys™.

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 venta 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 36 cómo el fichero .va ha sido añadido a la librería del simulador Keysight Genesys™ y ya se podrá trabajar con él con toda comodidad.

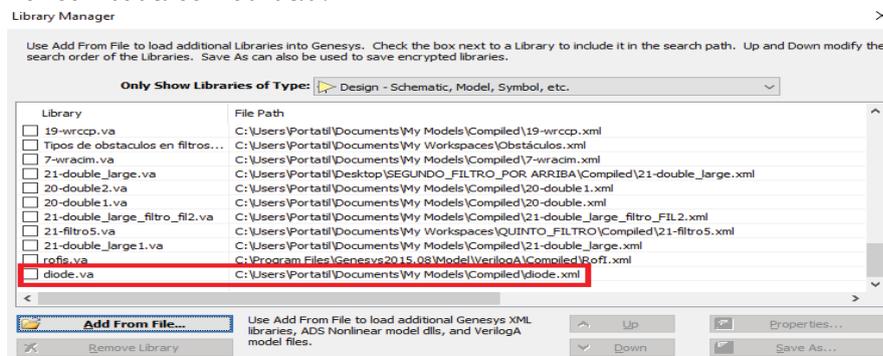


Figura 36. Fichero Verilog-A diode en Library Manager

También se puede observar en la Figura 37 que ha sido añadido correctamente dicho componente pulsando en: “View” > “Library Selector” y pulsando en la pestaña “Current Library”.

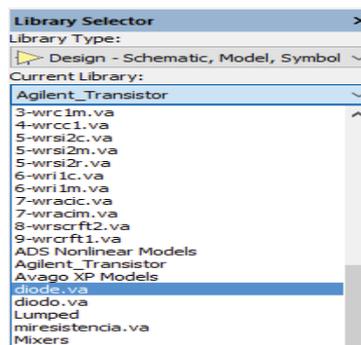


Figura 37. Comprobación fichero Verilog-A diode en Library Selector.

Si se hace clic sobre él aparece el componente creado como se muestra en la Figura 38.

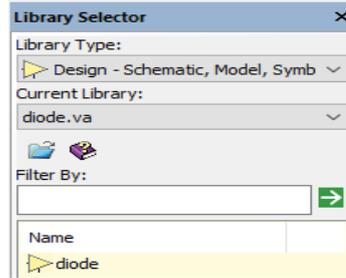


Figura 38. Componente diode creado

Pulsando sobre  aparecen las especificaciones que se han definido en el módulo Verilog-A como muestra la Figura 39.

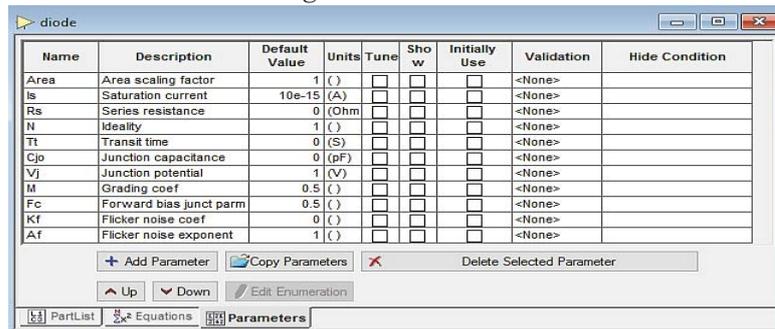


Figura 39. Especificaciones del módulo diode

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 40.

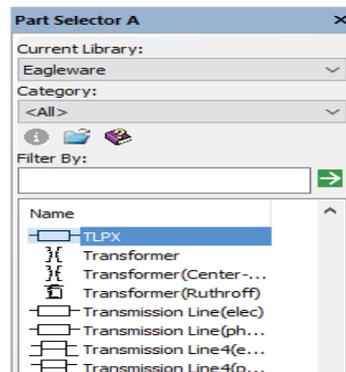


Figura 40. Ventana Part Selector A del simulador Keysight Genesys™.

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 41.

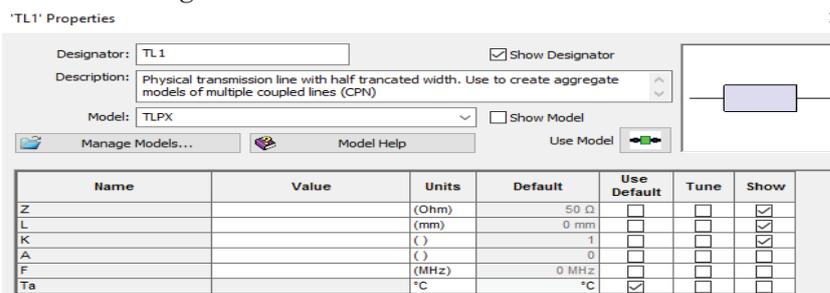
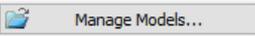
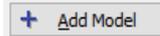
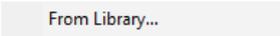


Figura 41. Especificaciones del componente TL1.

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 42.

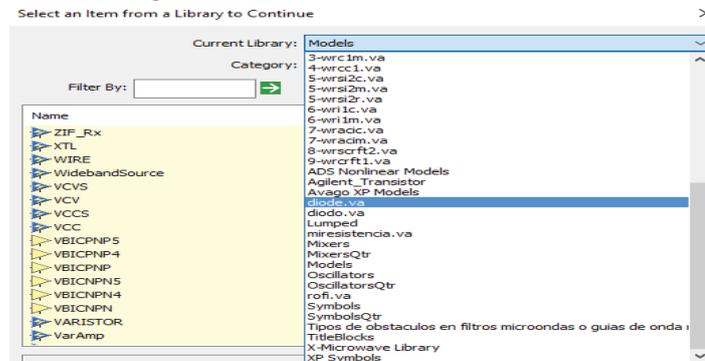
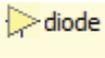


Figura 42. Selección del fichero Verilog-A

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 43.

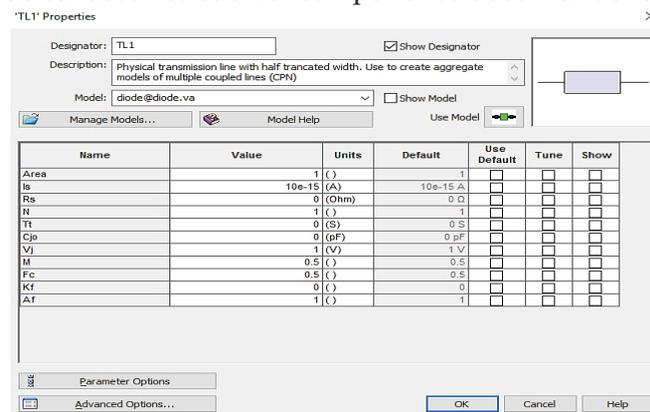


Figura 43. Características del componente.

- 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”

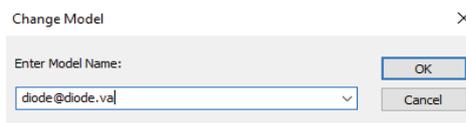


Figura 44. Nombre del fichero diode@diode.va.

- 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 45.

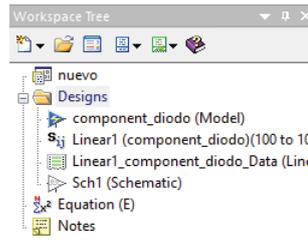


Figura 45. Conjunto de esquemáticos definidos en Keysight Genesys™.

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 46 aparece sincronizado dicho módulo con el componente apareciendo Data1{diode@diode.va}.

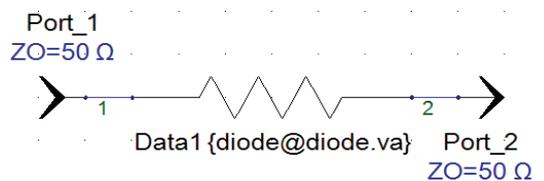


Figura 46. Esquemático de “component_diode (Model)”

- 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 47.

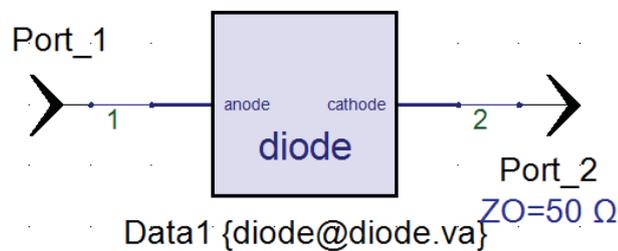


Figura 47. Esquemático de “diode(Schematic)”

- A continuación, se van a definir los diferentes tipos de análisis que tiene incorporados Keysight Genesys™. En la Figura 48 se muestran todos los análisis.

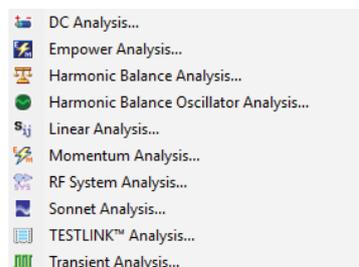
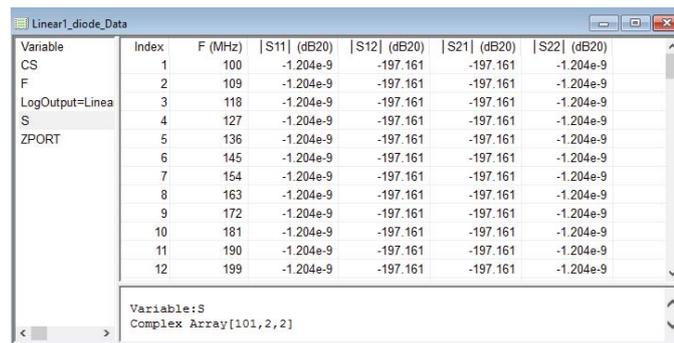


Figura 48. Diferentes tipos de análisis en Keysight Genesys™.

- 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 49.



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

Figura 49. Simulación lineal del fichero “diode@diode.va”

Al simular no aparece ningún tipo de Warning. En la Figura 50 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 $20 \log_{10} |S_{21}|$.

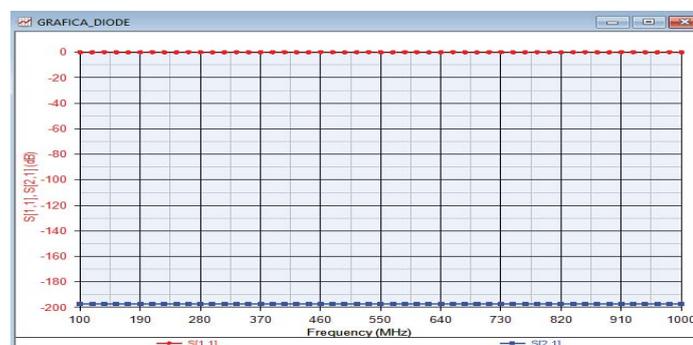


Figura 50. Parámetro S_{11} y S_{21} del módulo “diode@diode.va”

- 7) Para comprobar que funciona se ha vuelto a 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 51

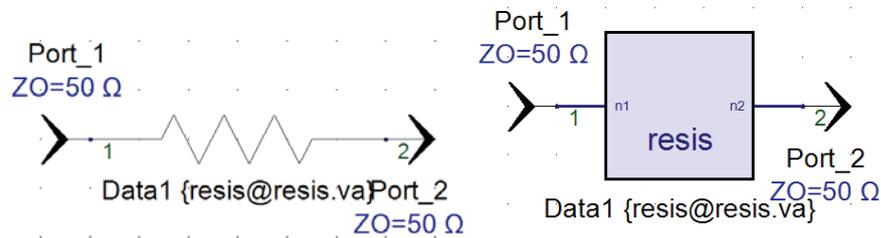


Figura 51. Esquemáticos “component_resis (Model)” y “resis (Schematic)”

Al simular el esquemático se ha producido el siguiente Warning de la Figura 52.

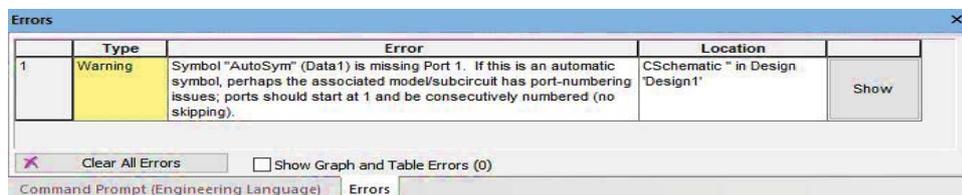


Figura 52. Posible Warning al simular.

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 53, 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 Figura 54 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)
CS	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	114.668	-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

Variables: 8
Complex Array[102, 2, 2]

Figura 53. Simulación lineal del fichero "resis@resis.va"

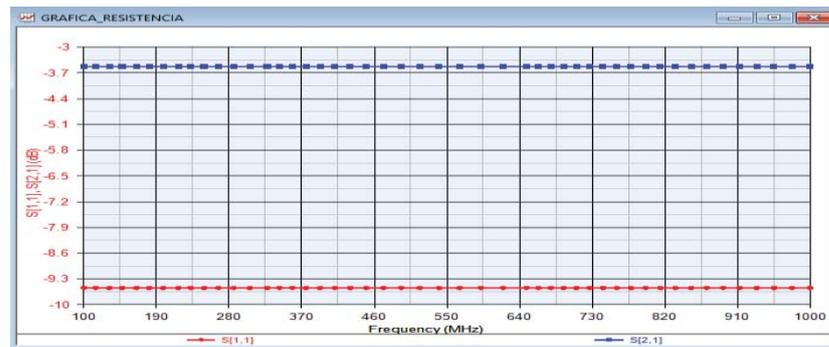


Figura 54. Parámetro S_{11} y S_{21} del módulo "diode@diode.va"

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 55. Estos ficheros Verilog-A modelan el comportamiento de diferentes tipos de obstáculos mediante las aproximaciones definidas por Rizzi [13], Marcuvitz [14] y Collin [15].

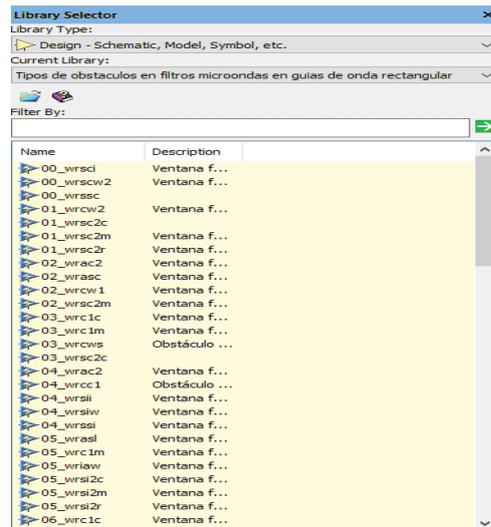


Figura 55. Biblioteca “Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular”

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.

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.

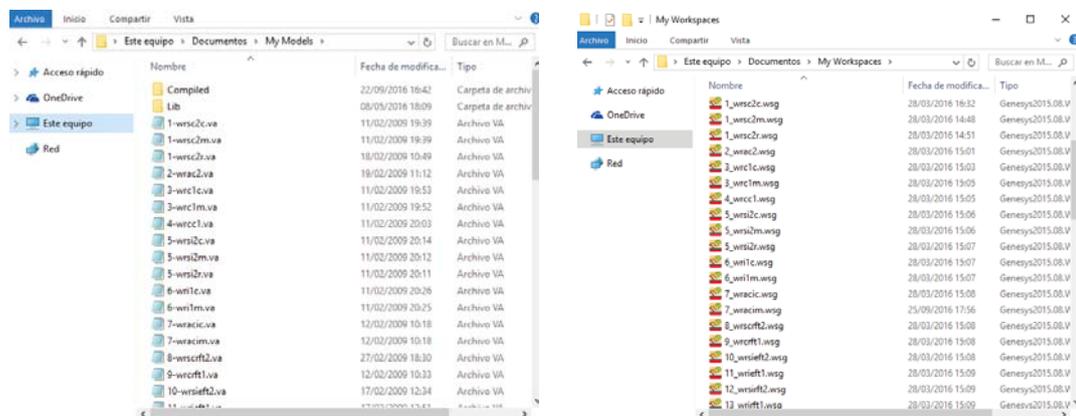


Figura 56. Carpetas “My models” y “My workspace” de Keysight Genesys™

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: “r” 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-90. Siendo común para todos ellos las dimensiones de la guía $a=22.860\text{mm}$ y $b=10.160\text{mm}$, la frecuencia de trabajo a 9 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 $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sg}$:

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

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

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

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

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 [14] 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 57.

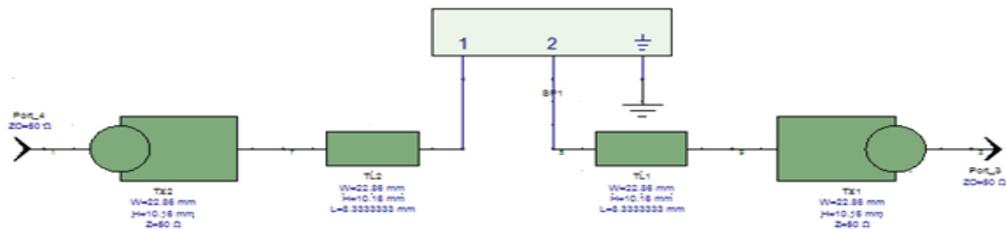


Figura 57. Esquemático para simular los obstáculos.

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 ó 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 58 se muestra un diseño real de lo que sería una transición coaxial-guía frente a dicho componente en el simulador.

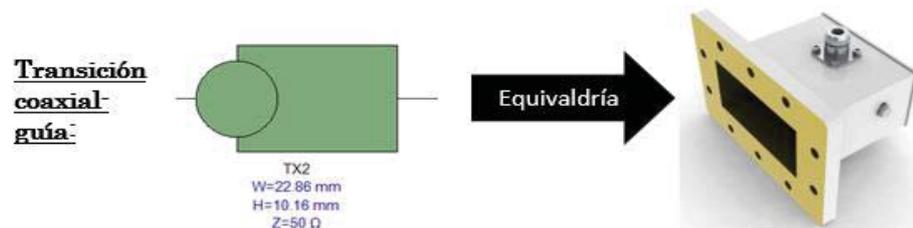


Figura 58. Transición coaxial-guía

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 59 la localización de la transición coaxial-guía en el simulador.

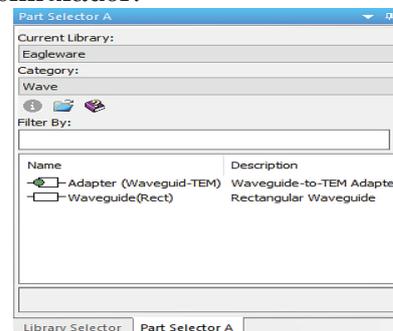


Figura 59. Localización de transición coaxial-guía en Keysight Genesys™.

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 60.

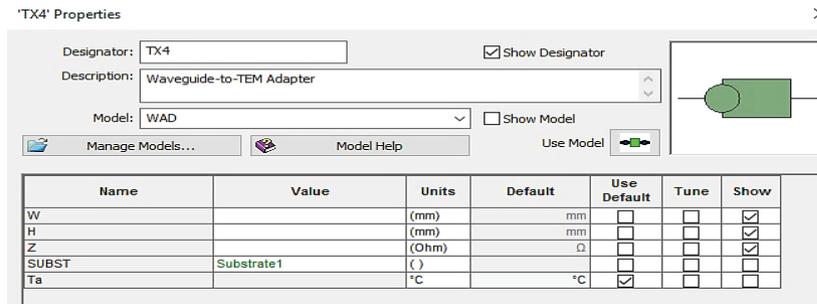


Figura 60. Ventana de propiedades de la transición coaxil-guía.

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-90 por tanto $W=22.86$ mm.
- H: Altura de la guía rectangular, para WR-90 toma el valor $H=10.16$ 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 61.

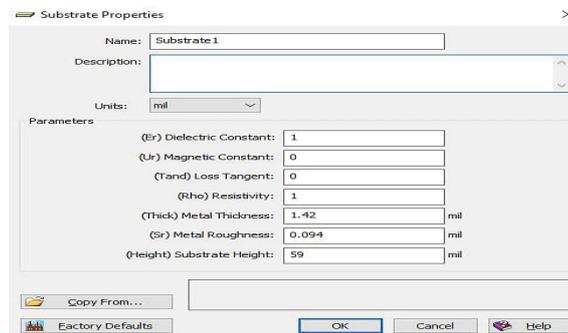


Figura 61. Parámetros del substrato Aire.

- 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 62, el tramo de guía de onda en ese caso sería $L1=8.33$ mm.

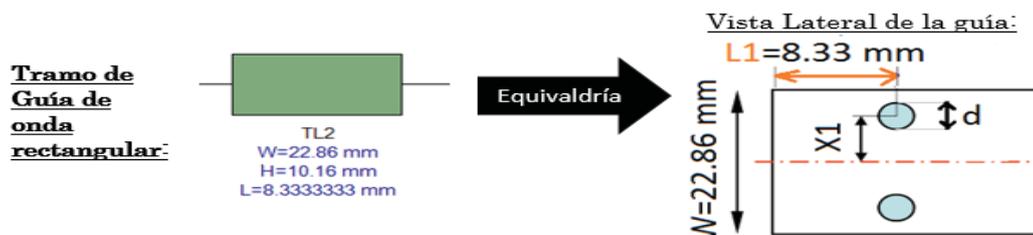


Figura 62. Ejemplo del primer tramo en guía de onda rectangular

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 63.

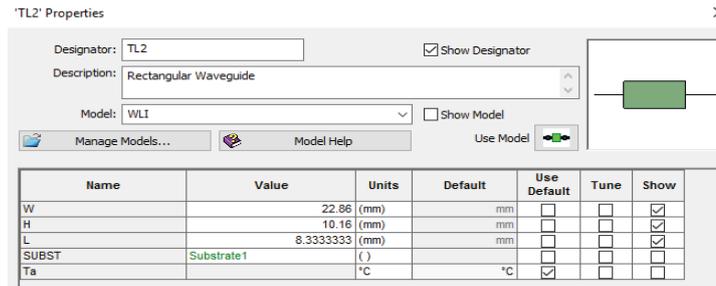


Figura 63. Ventana de propiedades de guía de onda.

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-90 por tanto $W=22.86$ mm.
- H: Altura de la guía rectangular, para WR-90 toma el valor $H=10.16$ 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 64.

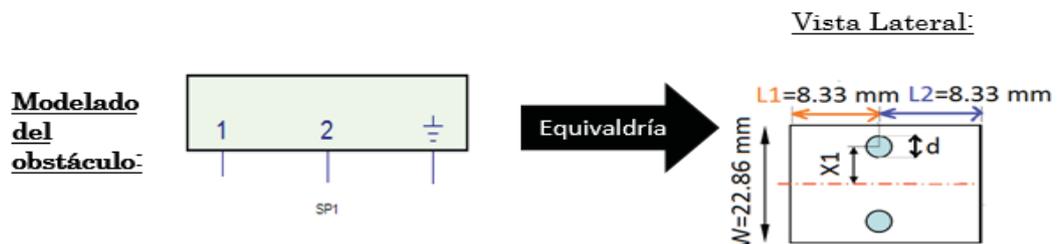


Figura 64. Modelado para cada tipo de obstáculo en Keysight Genesys™.

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 65 se muestra el componente SP de parámetros S.

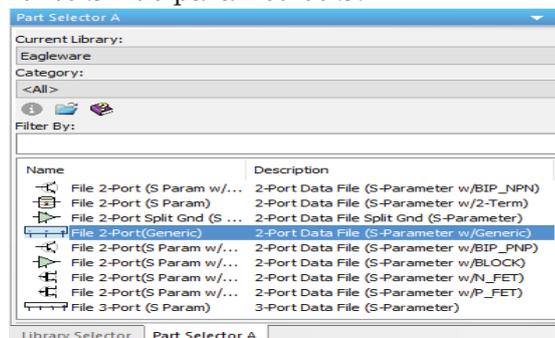


Figura 65. Localización del componente SP en Keysight Genesys™.

En la Figura 66 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.

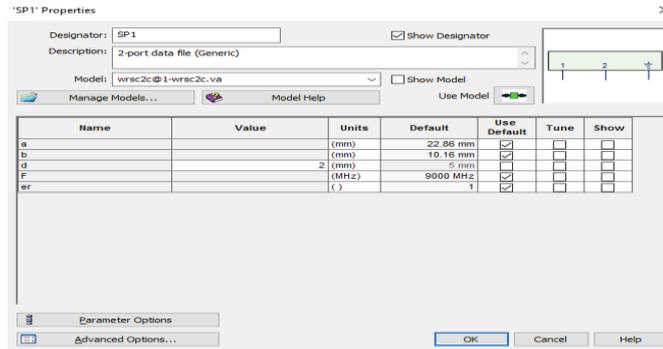


Figura 66. Propiedades del componente SP.

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-90 por tanto $a=22.86$ mm.
- b: Altura de la guía rectangular, para WR-90 toma el valor $b=10.16$ mm.
- F: Frecuencia a la que trabaja la guía de onda rectangular, para WR-90 se ha empleado 9 GHz.
- ϵ_r : Es la constante dieléctrica del material que rellena la guía, en este caso ha sido el aire con: $\epsilon_r = 1$.
- Los demás parámetros definidos van a depender del tipo de obstáculo, puede ser altura de la ventana formada, anchura de la ventana, grosor del obstáculo, etc...

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 67, el tramo de guía de onda en ese caso sería $L2=8.33$ mm. Los parámetros son los mismos que el otro tramo de guía de onda rectangular.

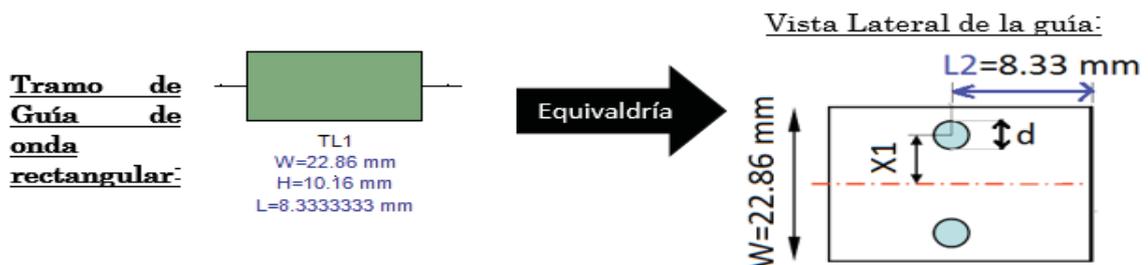


Figura 67. Ejemplo del segundo tramo en guía de onda rectangular

Los demás parámetros son iguales que en el primer tramo.

4.1.3 Validación de la biblioteca

Para validar los resultados de esta nueva biblioteca, “*Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular*”, se han vuelto a simular los 88 ficheros y a comprobar que las simulaciones de los ficheros .va de los trabajos de fin de carrera [4], [7] y [12] son idénticas a las que resultaban en dichos trabajos. A continuación, se demostrará para uno de los ficheros.

Fichero wrcc1.va

Obstáculo capacitivo centrado en guía rectangular. Expresiones realizadas por Marcuvitz [14] en la página 221. En la Figura 68 se muestra la vista frontal y lateral del obstáculo capacitivo centrado.

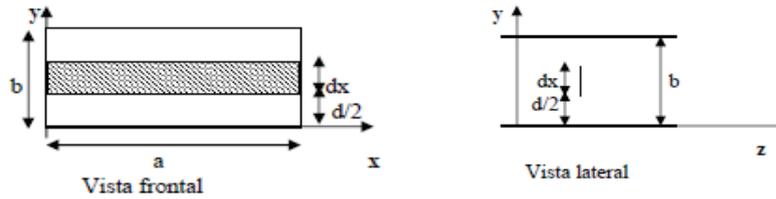


Figura 68. Vista frontal y lateral del fichero wrcc1.va

Siendo:

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{a}: \text{Anchura de la guía (m)} \\ \mathbf{b}: \text{Altura de la guía (m)} \\ \mathbf{dx}: \text{Altura del obstáculo (m)} \\ \mathbf{\frac{d}{2}}: \text{Altura de la ventana al obstáculo (m)} \end{array} \right\}$$

Circuito equivalente: El circuito equivalente que plantea Marcuvitz [14] para este obstáculo aparece en la Figura 69. Este circuito no presenta resistencias

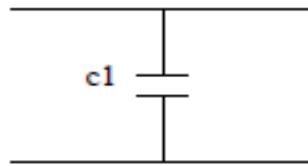


Figura 69. Circuito equivalente del fichero wrcc1.va

Expresiones: Las expresiones matemáticas definidas por Marcuvitz [14] son las que definidas en el fichero .va.

$$\begin{aligned} c1 &= \frac{b1}{2\pi F} & b1 &= \frac{4b}{Z_o \lambda_g (op1 + op2 + op3)} & \lambda_g &= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \\ \lambda &= \frac{c}{F} & d &= b - dx & Z_o &= \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} & B_e &= \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{2a}\right)^2} \\ q1 &= \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2b}{\lambda_g}\right)^2} - 1} & op1 &= \ln\left(\frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi d}{2b}\right)}\right) & op2 &= \frac{q2 \cos^4\left(\frac{\pi d}{2b}\right)}{1 + q2 \sin^4\left(\frac{d\pi}{2b}\right)} \\ q2 &= \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2} - 1} & op3 &= \frac{1}{16 \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2 \left(1 - 3 \sin^2\left(\frac{\pi d}{2b}\right)\right) \cos^4\left(\frac{\pi d}{2b}\right)} \end{aligned}$$

Fichero Verilog-A: El fichero wrcc1.va está definido por partes:

- 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 ha definido:

- El módulo indicando entre paréntesis los nudos de entrada y salida mediante: *module wrcc1 (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 que se quiera estudiar.

- 3) Descripción del comportamiento del módulo: El bloque analógico dará lugar a todas las ecuaciones que modelan el circuito equivalente del obstáculo definido por Marcuvitz [14] para este caso. A continuación, se definen las leyes de Ohm para cada rama del circuito equivalente como muestra la Figura 70.

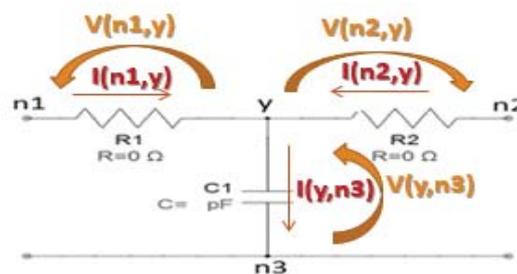


Figura 70. Circuito equivalente wrcc1.va

A continuación, se muestra las expresiones de la ley de Ohm para cada rama.

$$\begin{aligned} V(n1,y) &<+ r*I(n1,y) \\ V(n2,y) &<+ r*I(n2,y) \\ I(y,n3) &<+ c1* ddt(V(y,n3)) \end{aligned}$$

En la Figura 71 se muestra el fichero Verilog-A del obstáculo wrcc1.va.

```
//4-wrcc1.va -Obstáculo capacitivo centrado de la guía rectangular-

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

module wrcc1(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 b=0.01016 from [0.0036:0.0221]; //altura de la guía [m]
  parameter real dx=0.005 from (0:b); //altura del obstáculo [m]
  parameter real F=9e9 from (0:inf); //frecuencia [hz]
  parameter real er=1 from (0:inf); //constante dieléctrica relativa
  real d,q1,q2,op1,op2,op3,lambda,PI,b1,c1,r,z0,lambdaq;

  analog begin

    PI=3.1416;
    lambda=3e8/F;
    r=0;
    lambdaq=lambda/(sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2)));
    z0=120*PI/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2));
    d=b-dx;
    q1=1/sqrt(1-pow(2*b/lambdaq,2))-1;
    q2=1/sqrt(1-pow(b/lambdaq,2))-1;
    op1=ln(1/sin(PI*d/(2*b)));
    op2=q2*pow(cos(PI*d/(2*b)),4)/(1+q2*pow(sin(d*PI/(2*b)),4));
    op3=1/16*pow(b/lambdaq,2)*pow(1-
3*pow(sin(PI*d/(2*b)),2),2)*pow(cos(PI*d/(2*b)),4);
    b1=4*b/(z0*lambdaq)*(op1+op2+op3);
    c1=b1/(2*PI*F);

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

  end
endmodule
```

Figura 71. Fichero Verilog-A para el obstáculo wrcc1.va

Simulación: Se ha realizado el análisis en lineal mostrado en la Figura 72 y se ha representado en la Figura 73 todos los valores de los parámetros S_{21} obtenidos en un rango de frecuencia de 8 GHz a 12.4 GHz. Estos valores representados son el resultado de realizar: $20 \log_{10} |S_{21}|$. El parámetro S_{21} es el que nos interesa observar porque es la ganancia de transmisión inversa cuando la entrada está terminada en carga adaptada, es decir, es el coeficiente de transmisión en directa.

Variable	Index	F (MHz)	S11 (dB20)	S12 (dB20)	S21 (dB20)	S22 (dB20)
F	1	8000	-7.343	-0.887	-0.887	-7.343
LogOutput=Lit	2	8044	-7.382	-0.878	-0.878	-7.382
S	3	8088	-7.419	-0.87	-0.87	-7.419
S21=[S[2,1]]	4	8132	-7.453	-0.862	-0.862	-7.453
ZPORT	5	8176	-7.485	-0.855	-0.855	-7.485
	6	8220	-7.515	-0.849	-0.849	-7.515
	7	8264	-7.543	-0.843	-0.843	-7.543
	8	8308	-7.568	-0.837	-0.837	-7.568
	9	8352	-7.592	-0.832	-0.832	-7.592
	10	8396	-7.614	-0.828	-0.828	-7.614
	11	8440	-7.635	-0.824	-0.824	-7.635
	12	8484	-7.654	-0.82	-0.82	-7.654
	13	8528	-7.671	-0.816	-0.816	-7.671
	14	8572	-7.687	-0.813	-0.813	-7.687
	15	8616	-7.701	-0.81	-0.81	-7.701

Figura 72. Análisis lineal del fichero wrcc1.va



Figura 73. Simulación parámetro S_{21} del fichero wrcc1.va

La Figura 74 muestra la simulación obtenida en el trabajo de fin de carrera [12]:



Figura 74. Simulación parámetro S_{21} del fichero wrcc1.va [12]

La simulación realizada mediante la nueva biblioteca en la versión más reciente del simulador es idéntica a la simulada por el trabajo de fin de carrera [12]. El tiempo de simulación ha sido del orden de las centésimas, exactamente de 0.037 sg en comparación con la respuesta que daría un simulador electromagnético que emplea ecuaciones de Maxwell.

```

Linear 1
-----
Linear Analysis : Linear 1
05/10/2016..23:03
Ambient Temperature[C]=27.000000
Execution time: 0.037 sec
  
```

Figura 75. Tiempo de ejecución del obstáculo wrcc1.va

Capítulo 5

5.1 Modelado de obstáculos de doble poste mediante expresiones Macchiarella [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 doble poste en guía de onda rectangular que permita diseñar filtros utilizando un simulador de menor coste computacional. Utilizaremos las aproximaciones de Macchiarella [2]. Estas aproximaciones se introducirán a un fichero Verilog-A de

manera que al realizar la simulación de un determinado número de obstáculos de doble poste se tendrá de forma aproximada la respuesta de un filtro microondas de doble poste. 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 Machiarrela [2] se dispone de medidas y simulaciones electromagnéticas mediante los simuladores HFSS y CST de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de doble poste. 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** 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.
- Filtro 2: Filtro de **5 secciones** con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11,4 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11,4 GHz y 11,75 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-75**. Disponemos de medidas realizadas con el analizador de redes.
- Filtro 3: Filtro de **5 secciones** 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 11,3 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-75**. Disponemos de medidas realizadas con el analizador de redes.
- Filtro 4: Filtro de **3 secciones** 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 11,3 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-75**. Aunque trabaje a mismas frecuencias que el filtro 3, tiene dimensiones diferentes y diferentes secciones. Disponemos de medidas realizadas con el analizador de redes.
- Filtro 5: Filtro de **5 secciones** con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 9.6 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 9.6 GHz y 10.25 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-90**. Disponemos de simulaciones realizadas con el simulador electromagnético CST.

Para evaluar la aproximación circuital se comparará la misma frente a medidas en el laboratorio, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas.

5.1.2 Circuito equivalente de doble poste

Para realizar la validación de las aproximaciones de este trabajo se han empleado las aproximaciones matemáticas que propusieron Machiarrela, Stracca y Miglioli [2]. Estos autores presentaron determinadas fórmulas de interpolación para poste con un obstáculo y con doble obstáculo para un amplio rango de diámetro de poste, posición y frecuencia. Los resultados que obtuvieron estos autores describen un nuevo circuito equivalente de poste en guía de onda rectangular, válido para muchas configuraciones de postes.

Los postes 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 poste y por doble poste. Estas configuraciones permiten introducir un tornillo cerca de los postes para modificar el comportamiento eléctrico de éstos logrando conseguir un rango deseado de frecuencia del filtro.

La configuración de doble poste presenta ventajas sobre el poste simple, su simetría permite un comportamiento más favorable con respecto a los altos modos de excitación y como resultado una pequeña variación de la resistencia reactiva de los postes. Es más atractiva la configuración de doble poste desde el punto de vista de fabricación ya que permite usar un diámetro del poste pequeño y de fácil soldadura.

Estos autores explican los dos circuitos equivalentes que existen en la actualidad para modelar obstáculos con diámetro pequeño y diámetro grande. En la Figura 76 se muestra el circuito equivalente para un obstáculo de diámetro pequeño.

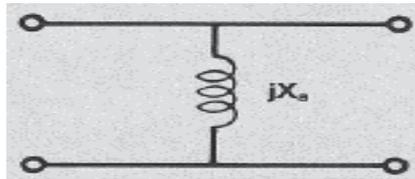


Figura 76. Circuito equivalente obstáculo de diámetro pequeño.

En la Figura 77 muestra el circuito equivalente para un obstáculo diámetro grande.

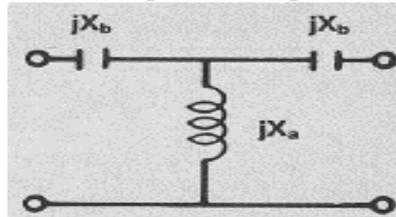


Figura 77. Circuito equivalente obstáculo de diámetro grande.

Para un obstáculo simple con diámetro pequeño se emplea el circuito equivalente de la Figura 76 y para diámetro grande se emplea el circuito de la Figura 77. En cambio, el único análisis para la configuración de doble poste era válido solo para postes con diámetros pequeños cuyo circuito equivalente es de la Figura 76, es por eso que los autores de este artículo plantearon un nuevo circuito equivalente válido tanto para diámetros pequeños como grandes para un solo poste como para doble poste. Según explican dichos autores, este nuevo circuito equivalente cumple con todos cálculos numéricos y resultados [17]. El nuevo circuito equivalente que propusieron G. Macchiarella, G.B Stracca y L. Miglioli [2] es el mostrado en la Figura 78.

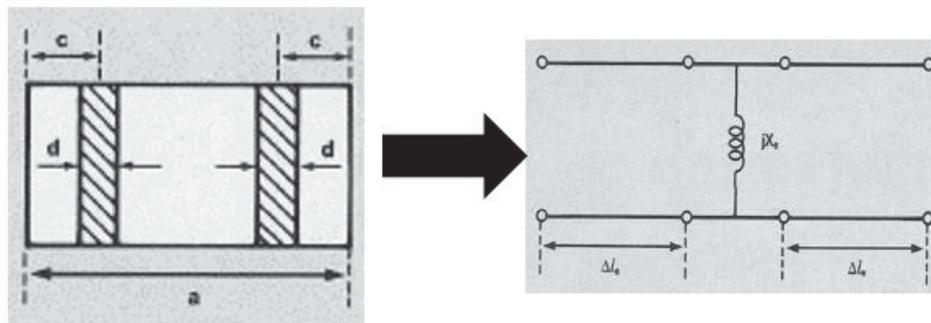


Figura 78. Circuito equivalente de obstáculo doble poste presentado por Macchiarella [2]

Siendo:

c : Distancia desde el eje del poste a la pared de la guía
 d : Diámetro del poste
 a : Anchura de la guía
 X_e : Resistencia reactiva
 Δl_e : Sección de línea de transmisión

El nuevo circuito equivalente presentado por Macchiarella [2] parece ser preferible al circuito habitual de la Figura 77 ya que presenta un circuito más simple con dos secciones de líneas de transmisión cortas Δl_e en lugar de dos reactancias X_b en serie. Simplificando mucho más el diseño de filtros paso banda en guías de onda rectangulares. Además, las secciones de línea del circuito son fácilmente incorporadas a la estructura resonadora y permite una extensión directa del diseño de Cohn [19] procedimiento que se realiza en el caso de un poste de diámetro grande. Las secciones de línea del circuito tienen una longitud prácticamente independiente de la frecuencia, por el contrario X_b si depende de la frecuencia.

Dichos autores del artículo han definido para el nuevo circuito equivalente expresiones válidas tanto para un solo poste como para doble poste y para diámetros pequeños como grandes. Debido a que este trabajo trata sobre obstáculos de doble poste solo nos centraremos en esas expresiones matemáticas.

1) Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de doble poste

donde se cumple: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$, $F = B_1 B_2 B_3$, $\theta = \pi \frac{c}{a}$. Este fichero Verilog-A se le ha nombrado como: “*double_large.va*”.

Siendo:

c : Distancia entre el centro del poste y la guía.
 a : Anchura de la guía.

Parámetros:

$$\bar{X} = \frac{C}{4} \ln \left\{ A \left[\tanh \left(\frac{\pi}{4} F \frac{d}{a} \right) \right]^{-1} \right\} \quad X_e = \frac{2a\bar{X}}{\lambda_g \text{sen}^2(\theta)} \quad \bar{\Delta}_l = -F_d F_f$$

$$\Delta l_e = \bar{\Delta}_l a \quad l_e = \frac{X_e Z_0}{2\pi f}$$

- Para $0,01 \leq \frac{d}{a} \leq 0,3$ se cumple:

$$A = 1 \quad \theta = \pi \frac{c}{a} \quad B_1 = \cot g(\theta) \quad F = B_1 B_2 B_3 \quad s = \frac{2\frac{c}{a} - 0,47}{0,27}$$

$$D = \left(1 - \left(\frac{f}{3f_c} \right)^2 \right)^{-1/2} - 1,1547 \quad B_2 = \exp \left(4 \sin^2(\theta) \left(1 + 2,2 \left(\frac{d}{a} \right)^2 M \right) \right)$$

$$B_3 = 0,88 + 0,5 \left(\frac{d}{a} \right) M \quad F_n = \left(\frac{f}{f_c} - 1,5 \right) \quad D = \left(1 - \left(\frac{f}{3f_c} \right)^2 \right)^{-1/2} - 1,1547$$

$$M = 0,9 - 0,06s + 0,57s^2 - 0,652s^3 + 0,323s^4 - 0,046s^5$$

$$C = 0.5 + 0.388D + 0.3575 \left[\frac{d}{a} + 0.19 \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{0.216} \left(\frac{c}{a} - 0.04 \right) \right) \right] F_n$$

$$F_d = 1.755 \left(\frac{d}{a} \right)^2 - 2.871 \left(\frac{d}{a} \right)^3 - 0.378 \left(\frac{d}{a} \right)^4 - 0.935 \left(\frac{d}{a} \right)^5$$

$$F_f = 1.858 [1 - 0.066 F_n - 0.119 F_n^2] \left[\operatorname{sen}^2(\theta) + 2.72 \left(\frac{d}{a} \right)^2 \right]$$

frecuencia de corte: $f_c = \frac{x}{2a}$ siendo x la velocidad de la luz

Para no confundir c (velocidad de la luz) con c (distancia entre el centro del poste y la guía), se ha llamado a c (velocidad de la luz) por la letra "x".

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

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

Impedancia característica de la guía: $Z_o = 120\pi \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{2b}{a}$

- 2) Expresiones para filtros en guía de onda rectangular con obstáculos de doble poste donde se cumple: $0,19 \leq \frac{c}{a} \leq 0,28$, $F = B_1 B_2 B_3$, $\theta = \pi \frac{c}{a}$. Este fichero Verilog-A se le ha nombrado como: "**double.va**".

Siendo:

$$\left. \begin{array}{l} c: \text{Distancia entre el centro del poste y la guía.} \\ a: \text{Anchura de la guía.} \end{array} \right\}$$

Parámetros:

$$\bar{X} = \frac{C}{4} \ln \left\{ A \left[\tanh \left(\frac{\pi}{4} F \frac{d}{a} \right) \right]^{-1} \right\} \quad X_e = \frac{2a\bar{X}}{\lambda_g \operatorname{sen}^2(\theta)} \quad \bar{\Delta}_l = -F_d F_f$$

$$\Delta l_e = \bar{\Delta}_l a \quad l_e = \frac{X_e Z_o}{2\pi f}$$

- Para $0,01 \leq \frac{d}{a} \leq 0,3$ se cumple:

$$A = 1 \quad B_1 = \cotg(\theta)$$

$$B_3 = 0.851 + 0.617 M \left(\frac{d}{a} \right)$$

$$D = \left(1 - \left(\frac{f}{3f_c} \right)^2 \right)^{-1/2} - 1.1547$$

$$F_d = \left[1.794 \left(\frac{d}{a} \right)^2 - 3.131 \left(\frac{d}{a} \right)^3 - 0.44 \left(\frac{d}{a} \right)^4 - 1.366 \left(\frac{d}{a} \right)^5 \right] H$$

$$F_f = 1.858 \left[1 - 0.036 \left(\frac{f}{f_c} - 1.5 \right) - 0.052 \left(\frac{f}{f_c} - 1.5 \right)^2 \right]$$

$$H = \left[\text{sen}^2(\theta) + 3.53 \left(\frac{d}{a} \right)^2 \right]$$

- Para $0.01 \leq \frac{d}{a} \leq 0.1$ se cumple:

$$B_2 = \exp \left\{ 4 \text{sen}^2(\theta) \left(1 + 2.088 M \left(\frac{d}{a} \right)^2 \right) \right\}$$

$$B_3 = 0.91 + 0.549 \left(\frac{d}{a} \right) - 0.56 \left(0.325 - \frac{c}{a} \right)$$

$$C = 0.5 + 0.375D + 1.0785 \left[\frac{d}{a} - 0.256 \text{sen} \left(\frac{\pi}{1.516} \left(\frac{c}{a} + 2.9 \right) \right) \right] \left(\frac{f}{f_c} - 1.5 \right)$$

- Para $0.1 \leq \frac{d}{a} \leq 0.3$ se cumple:

$$B_2 = \exp \left\{ 4 \text{sen}^2(\theta) \left(1 + 2.2 M \left(\frac{d}{a} \right)^2 \right) \right\}$$

$$B_3 = 0.851 + 0.617 M \left(\frac{d}{a} \right) \quad s = \frac{2 \frac{c}{a} - 0.47}{0.27}$$

$$M = 0.88 - 0.273s + 0.273s^2 + 0.9354s^3 + 3.632s^4 + 4.098s^5$$

$$C = 0.5 + 0.556D + 0.348 \left[\frac{d}{a} - 0.427 \text{sen} \left(\frac{\pi}{0.588} \left(\frac{c}{a} + 0.4 \right) \right) \right] \left(\frac{f}{f_c} - 1.5 \right)$$

$$\text{frecuencia de corte: } f_c = \frac{x}{2a} \text{ siendo } x \text{ la velocidad de la luz}$$

Para no confundir c (velocidad de la luz) con c (distancia entre el centro del poste y la guía), se ha llamado a c (velocidad de la luz) por la letra “x”.

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

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

$$\text{Impedancia característica de la guía: } Z_o = 120\pi \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{2b}{a}$$

5.1.3 Ficheros Verilog-A para obstáculos de doble poste.

A continuación, se han introducido las expresiones matemáticas en dos ficheros diferentes, en el fichero “double_large.va” las expresiones matemáticas corresponden al obstáculo de doble poste cuando se cumple la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ y en el fichero “double.va” están las correspondientes expresiones cuando se cumple para el obstáculo de doble poste la siguiente condición: $0,19 \leq \frac{c}{a} \leq 0,28$.

A continuación, se indica la manera en la que se han creado los ficheros “double_large.va” y “doblé.va”.

Fichero double_large.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 double_large (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 (diámetro del poste en m), x (distancia del centro del poste a la guía), 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 doble poste definido por Macchiarella [2] cuando se cumple la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$. A continuación, se definen las leyes de Ohm para cada rama del circuito equivalente como muestra la Figura 79.

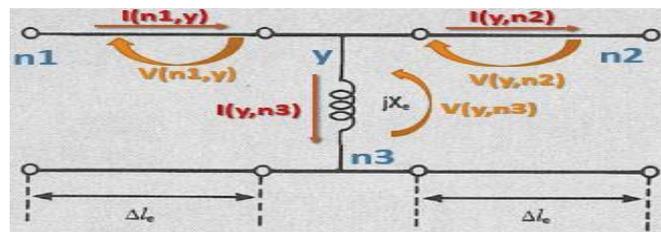


Figura 79. Circuito equivalente obstáculo de doble poste [2].

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 80 se muestra el fichero Verilog-A “double_large.va” del obstáculo de doble poste en guía de onda rectangular WR-75.

```

//double_large - Doble Poste en Guía Rectangular
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module double_large(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] (Por defecto WR-75)
  parameter real b=0.009525  from [0.0036:0.0221]; //altura de la guía [m]
  parameter real d=0.002     from (0.01*a:0.3*a); //diametro del poste [m]
  parameter real x=0.006     from (0.1*a:0.37*a); //distancia del centro del poste al borde de la guía [m]
  parameter real f=11e9      from (0:inf); //frecuencia [Hz]
  parameter real er=1        from (0:inf); //constante dieléctrica relativa
  real r,c,fc,PI,z0,rellda,theta,F,A,D,H,M,s,B1,B2,B3,C,Fd,FF,Xnorm,Delta_inorm,Xe,Delta_le,lambda,lambda_d,Le,Fn;

  analog begin

    r=0; //Se considera la línea de transmisión sin pérdidas, no hay caída de tensión en la línea.
    c=3*pow(10,8); //Velocidad de la luz.
    fc=c/(2*a); //Frecuencia de corte en la guía.
    PI=3.1416; //PI=3.1416. Para poder dar el número PI con todos los decimales usamos atan2.
    //atan2 significa que desde el punto (-1,0) calcula el ángulo que hay al eje
    // positivo x, es decir: PI
    lambda=c/(f*sqrt(er)); //Longitud de onda.
    lambda_d=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2)); //Longitud de onda de la guía.
    z0=120*PI*(lambda_d/lambda)*(2*b/a); //Impedancia Característica de la guía de onda.
    rellda=d/a; //Llamamos rellda a d/a por comodidad a la hora de escribir las ecuaciones.

    // Para no confundir c (distancia del centro poste a la guía) con c(velocidad de la luz): Llamamos c(velocidad de la luz)=x
    theta=(PI*x)/a;

    // Para no confundir c (distancia del centro poste a la guía) con c(velocidad de la luz): Llamamos c(velocidad de la luz)=x
    theta=(PI*x)/a;

    A=1;
    B1=1/tan(theta);
    s=((2*x/a)-0.47)/0.27;
    M= 0.9-0.06*s+0.573*pow(s,2)-0.652*pow(s,3)+0.323*pow(s,4)-0.046*pow(s,5);
    B2=exp((4*pow(sin(theta),2))*(1+2.2*pow(rellda,2)*M));
    B3=0.88+0.5*rellda*M;

    D= pow(1-(f/(3*fc)), -0.5)-1.1547;
    Fn=(f/fc)-1.5;
    C=0.5+0.388*D+0.3575*(rellda+(0.19*sin((PI/0.216)*(x/a)-0.04)))*Fn;

    Fd=1.755*pow(rellda,2)-2.871*pow(rellda,3)-0.378*pow(rellda,4)-0.935*pow(rellda,5);
    FF=1.858*(1-0.066*Fn-0.119*pow(Fn,2))*(pow(sin(theta),2)+2.72*pow(rellda,2));

    F=B1*B2*B3;

    Xnorm=(C/4)*ln(A*pow(tanh(PI*F*rellda/4),-1));
    Delta_inorm=-Fd*FF;

    Xe=(Xnorm*2*a)/(lambda_d*pow(sin(theta),2)); //Xe es la reactancia normalizada a la impedancia de la línea.
    Delta_le=Delta_inorm*a; //Como Xe es la reactancia normalizada a la impedancia de la línea entonces la reactancia
    Le=Xe*z0/(2*PI*f); //real es la reactancia normalizada por la impedancia de la línea.

    V(n1,y) <+ r * I(n1,y) ; //Asumimos que la línea de transmisión no tiene pérdidas.
    V(y,n2) <+ r * I(y,n2) ;
    V(y,n3) <+ Le * ddt(I(y,n3));

  end
endmodule

```

Figura 80. Fichero Verilog-A "double_large.va" en guía de onda WR-75.

Fichero double.va:

El fichero "double.va" se ha creado de la misma manera que el fichero "double_large.va" lo único que cambia son las expresiones matemáticas que modelan un obstáculo de doble poste cuando se cumple la condición: $0,19 \leq \frac{c}{a} \leq 0,28$. En la Figura 81 se muestra el fichero Verilog-A "double.va" del obstáculo de doble poste en guía de onda rectangular WR-75.

```

//double - Doble Poste en Guia Rectangular
`include "disciplines.vams"
`include "constants.vams"
`include "compact.vams"

module double(n1,n2,n3);
    inout n1,n2,n3;
    electrical n1,n2,n3,y;

//cambiar a,b,d,x...
    parameter real a=0.01905 from [0.0071:0.0475]; //anchura de la guía [m] (Por defecto WR-75)
    parameter real b=0.009525 from [0.0036:0.0221]; //altura de la guía [m]
    parameter real d=0.002 from (0.01*a:0.3*a); //diametro del poste [m]
    parameter real x=0.005 from (0.19*a:0.28*a); //distancia del centro del poste al borde de la guía [m] (antes había 0.3)
    parameter real f=8e9 from (0:inf); //frecuencia [Hz]
    parameter real er=1 from (0:inf); //constante dieléctrica relativa
    real r,c,fc,PI,z0,relda,theta,F,A,D,H,M,s,B1,B2,B3,Ce,Fd,Ff,Xnorm,Delta_lnorm,Xe,Delta_le,lambda,lambdag,Le;

    analog begin

        r=0; //Se considera la línea de transmisión sin pérdidas, no hay caída de tensión en la línea.
        //principio y final de la guía.
        c=3*pow(10,8); //Velocidad de la luz.
        fc=c/(2*a); //Frecuencia de corte
        PI=atan2(0,-1); //PI=3.1416. Para poder dar el número PI con todos los decimales usamos atan2.
        //atan2 significa que desde el punto (-1,0) calcula el ángulo que hay al eje
        // positivo x, es decir: PI

        lambda=c/(f*sqrt(er)); //Longitud de onda
        lambdag=lambda/sqrt(1-pow(lambda/(2*a),2)); //Longitud de onda de la guía.
        z0=120*PI*(lambdag/lambda)*(2*b/a); //Impedancia Característica de la guía de onda.

        relda=d/a; //Llamamos relda a d/a por comodidad a la hora de escribir las ecuaciones.
// Para no confundir c (distancia del centro poste a la guía) con c(velocidad de la luz): Llamamos c(velocidad de la luz)-x
        theta=(PI*x)/a;

        A=1;
        D=pow(1-pow(f/(3*fc),2),-0.5)-1.1547;
        H=pow(sin(theta),2)+3.53*pow(relda,2);
        s=((2*(x/a))-0.47)/0.27;
        M=0.88-0.273*s+0.273*pow(s,2)+0.9354*pow(s,3)+3.632*pow(s,4)+4.098*pow(s,5);

        B1=1/tan(theta); //cot(theta)=1/tan(theta)
        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            B2=exp(4*pow(sin(theta),2)*(1+2.088*pow(relda,2)));
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            B2=exp(4*pow(sin(theta),2)*(1+2.2*M*pow(relda,2)));
        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            B3=0.91+0.549*relda-0.56*(0.325-x/a);
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            B3=0.851+0.617*M*relda;

        F=B1*B2*B3;

        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            Ce=0.5+0.375*D+1.0785*(relda-0.256*sin((PI/1.516)*(x/a+2.9)))*(f/fc-1.5);
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            Ce=0.5+0.556*D+0.348*(relda-0.427*sin((PI/0.588)*(x/a+0.4)))*(f/fc-1.5);

        Fd=H*(1.794*pow(relda,2)-3.131*pow(relda,3)-0.44*pow(relda,4)-1.366*pow(relda,5));
        Ff=1.858*(1-0.036*(f/fc-1.5)-0.052*pow((f/fc-1.5),2));

        Xnorm=(Ce/4)*ln(A*pow(tanh(PI*F*relda/4),-1));
        Delta_lnorm=-Fd*Ff;

        Xe=(Xnorm*2*a)/(lambdag*pow(sin(theta),2)); //Xe es la reactancia normalizada a la impedancia de la línea.
        Delta_le=Delta_lnorm*a;
        B1=1/tan(theta); //cot(theta)=1/tan(theta)
        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            B2=exp(4*pow(sin(theta),2)*(1+2.088*pow(relda,2)));
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            B2=exp(4*pow(sin(theta),2)*(1+2.2*M*pow(relda,2)));
        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            B3=0.91+0.549*relda-0.56*(0.325-x/a);
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            B3=0.851+0.617*M*relda;

        F=B1*B2*B3;

        if ((0.01<=relda) || (relda<=0.1))
            Ce=0.5+0.375*D+1.0785*(relda-0.256*sin((PI/1.516)*(x/a+2.9)))*(f/fc-1.5);
        else if ((0.1<=relda) || (relda<=0.3))
            Ce=0.5+0.556*D+0.348*(relda-0.427*sin((PI/0.588)*(x/a+0.4)))*(f/fc-1.5);

        Fd=H*(1.794*pow(relda,2)-3.131*pow(relda,3)-0.44*pow(relda,4)-1.366*pow(relda,5));
        Ff=1.858*(1-0.036*(f/fc-1.5)-0.052*pow((f/fc-1.5),2));

        Xnorm=(Ce/4)*ln(A*pow(tanh(PI*F*relda/4),-1));
        Delta_lnorm=-Fd*Ff;

        Xe=(Xnorm*2*a)/(lambdag*pow(sin(theta),2)); //Xe es la reactancia normalizada a la impedancia de la línea.
        Delta_le=Delta_lnorm*a;
        Le=Xe*z0/(2*PI*f); //Xe=wLe=2*PI*frec*Le---->Le=Xe/2*PI*frec
        //Como Xe es la reactancia normalizada a la impedancia de la línea entonces la reactancia
        //real es la reactancia normalizada por la impedancia de la línea.

        V(n1,y) <+ r * I(n1,y) ; //Asumimos que la línea de transmisión no tiene pérdidas.
        V(y,n2) <+ r * I(y,n2) ;
        V(y,n3) <+ Le * ddt(I(y,n3));

    end
endmodule

```

Figura 81. Fichero Verilog-A "double.va" en guía de onda WR-75.

5.1.4 Modelado de filtros de doble poste mediante aproximaciones.

Para validación de la aproximación circuital propuesta por Machiarrela [2] se dispone de medidas y simulaciones electromagnéticas mediante los simuladores HFSS y CST de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de doble poste. 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 medidas en el laboratorio, 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 doble poste de las mismas características que el filtro construido.
- 2) Se realizarán dos esquemáticos, en uno de ellos la línea de transmisión para cada tramo de guía de onda no contará con el radio del poste y en el otro esquemático la línea de transmisión para cada tramo de guía de onda contará con el radio del poste 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 las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes y a los parámetros S_{21} y S_{11} de la simulación electromagnética realizada mediante el simulador HFSS y CST. 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 laboratorio o a las simulaciones 3D.
- 3) Tanto la respuesta del parámetro S_{21} como el S_{11} de las simulaciones de los filtros utilizando las aproximaciones de Macchiarella [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 un analizador de redes o a las simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS y CST por lo que se sugiere realizar la optimización entre ambas medidas, para lograr el mínimo error.
- 4) Una vez que conseguido la optimización final, se comparará la simulación optimizada (realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ y aproximada) frente a medidas en el laboratorio, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas.
- 5) Se realiza la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™. Si la aproximación es adecuada tendríamos los circuitos concentrados de nuestro filtro y los demás parámetros de la guía de onda (L,X,d...) que han sido optimizados hasta aproximarse a las medidas del laboratorio o simulaciones electromagnéticas o lo que es lo mismo a la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de 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 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 con diferentes tipos de obstáculos y geometrías de guía podrían 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 Filtro 1

En la Figura 82 se muestra el filtro 1 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.

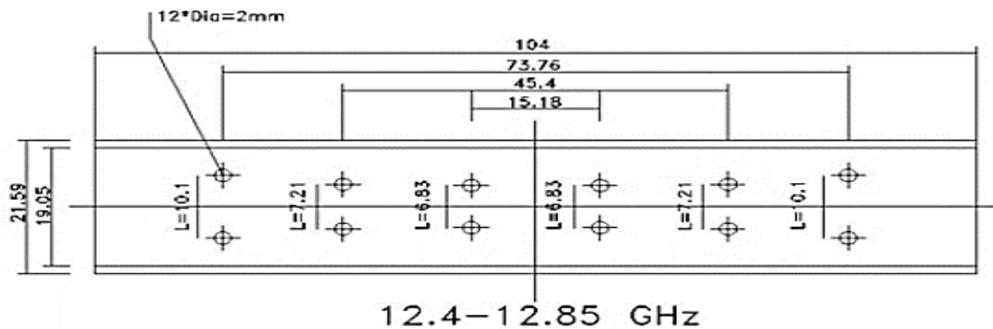


Figura 82. Dimensiones del filtro 1.

Lo primero que se hará será obtener las distancias del centro del poste a la guía $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ y las distancias de línea de transmisión hasta cada poste $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ contando el radio de poste y sin contar el radio de poste 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 83 las dimensiones de L y x en la guía de onda.

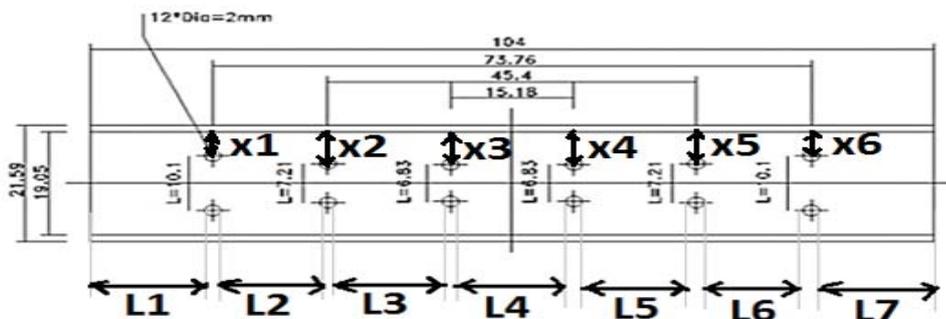


Figura 83. Dimensiones L y x del filtro 1.

- Calculamos L **contando el radio** de los postes:

$$L_1 = 15.12 \text{ mm}, L_2 = 14.11 \text{ mm}, L_3 = 15.11 \text{ mm}, L_4 = 13.18 \text{ mm}$$

- Calculamos L **sin contar el radio** de los postes:

$$\begin{aligned}L_1 &= 15.12 \text{ mm} - \text{radio}(1\text{mm}) = \mathbf{14.12 \text{ mm}} \\L_2 &= 14.11 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{12.11 \text{ mm}} \\L_3 &= 15.11 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{13.11 \text{ mm}} \\L_4 &= 13.18 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{13.18 \text{ mm}}\end{aligned}$$

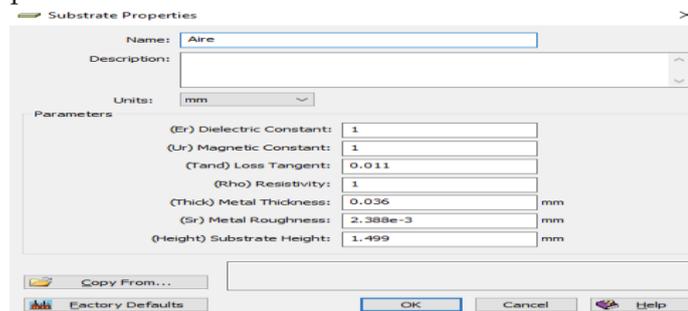
- Calculamos x (distancia del centro del poste a la guía):

$$x_1 = \mathbf{15.12 \text{ mm}}, x_2 = \mathbf{14.11 \text{ mm}}, x_3 = \mathbf{15.11 \text{ mm}}$$

- Como el filtro es simétrico se cumple que:

$$L_5 = L_3; L_6 = L_2; L_7 = L_1; x_4 = x_3; x_5 = x_2; x_6 = x_1$$

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 se utilizará el fichero “double_large.va” porque cumple con la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ siendo ‘c’ la distancia del centro del poste a la guía y ‘a’ la anchura de la guía.

Se crean dos esquemáticos: “Sch1” y “Sch2 (Sin_Radio_poste)”

- En el primer esquemático “Sch1” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **contando el radio**.
- En el primer esquemático “Sch2 (Sin_Radio_poste)” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **sin contar el radio**.

El filtro 1 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto en el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda, como se muestra a continuación:

parameter real a=0.01905 from [0.0071:0.0475]; //Anchura de la guía [m] (Para una guía WR-75)

parameter real b=0.009525 from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]

*parameter real d=0.002 from (0.01*a:0.3*a); //Diámetro del poste [m]*

*parameter real x=0.006 from (0.1*a:0.37*a); //Distancia del centro del poste al borde de la guía [m]. El valor de x en el fichero Verilog-A no tiene importancia porque va a ser modificado en el esquemático, en cada puerto de parámetros S.*

parameter real f=11e9 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 84

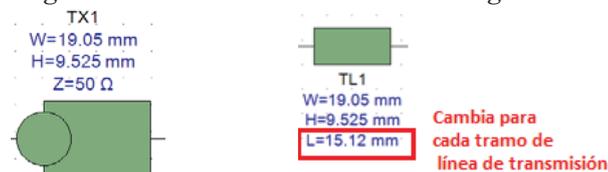


Figura 84. Transición coaxial-guía y línea de transmisión del filtro 1.

Una vez que se ha introducido el fichero Verilog-A “double_large.va” al componente SP de parámetros S se debe de comprobar que los parámetros han sido sincronizados con los parámetros definidos en dicho fichero. Como se observa en la Figura 85, el componente ha sido sincronizado y modificado sus parámetros a los del filtro 1 (frecuencia de trabajo 11 GHz, anchura de la guía 19.05mm, altura de la guía 9.525 mm) y a continuación se debe introducir en cada componente SP la distancia que hay en mm del centro del poste a la guía (parámetro x).

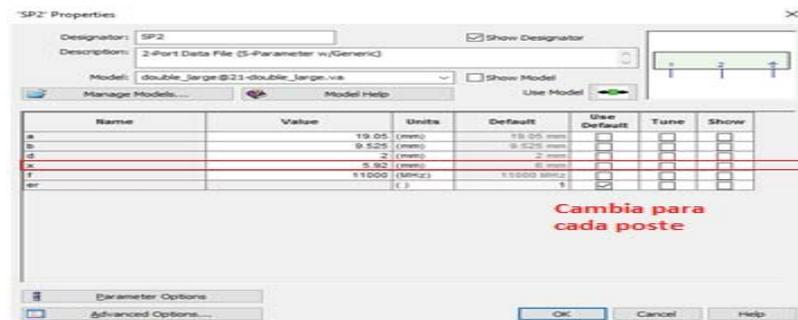


Figura 85. Características del componente SP del filtro 1

5.2.2 Primera representación Filtro 1

La figura 86 muestra el diseño del esquemático para modelar el filtro 1 de 5 secciones. Se crearán dos esquemáticos como la Figura 86 llamados: “Sch1” y Sch2 (Sin_Radio_poste)”. Para cada esquemático se debe de cambiar los valores de L (en el componente “TLX”) y x (en el componente “SP”). Los valores de L para el esquemático “Sch1” son los valores **contando el radio del poste** calculados anteriormente y los valores de L para el esquemático “Sch2 (Sin_radio_poste)” son los valores **sin contar el radio del poste** calculados anteriormente.

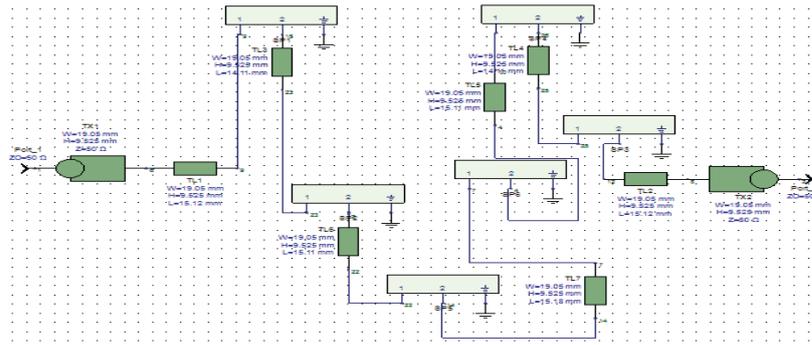


Figura 86. Esquemático del filtro 1 de 5 secciones en Keysight Genesys™.

En la Figura 87 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{21} .
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{21} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{21} .
- La simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS S_{21} .

El formato .S2P de las medidas realizadas mediante el analizador de redes y la simulación electromagnética realizada mediante el simulador HFSS ha sido añadido al simulador Keysight Genesys™ siguiendo los siguientes pasos, se hace clic sobre: “File” > “Import” > “Circuit Files” > “S-Data File” y se selecciona el fichero: “DD_FIL1.S2P” y “Filtro_doble_poste_hfss.s2p”.

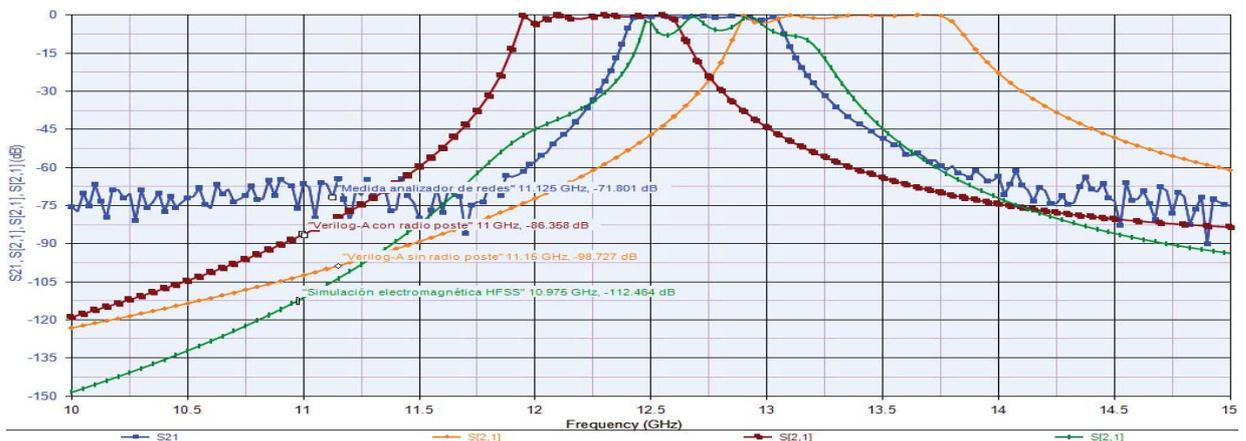


Figura 87. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 87 se puede decir:

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) está desplazada en torno a 0.5 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS).

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) está desplazada en torno a 0.6 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS).

En la Figura 88 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{11} .
- La simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{11} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{11} .
- La simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS S_{11} .

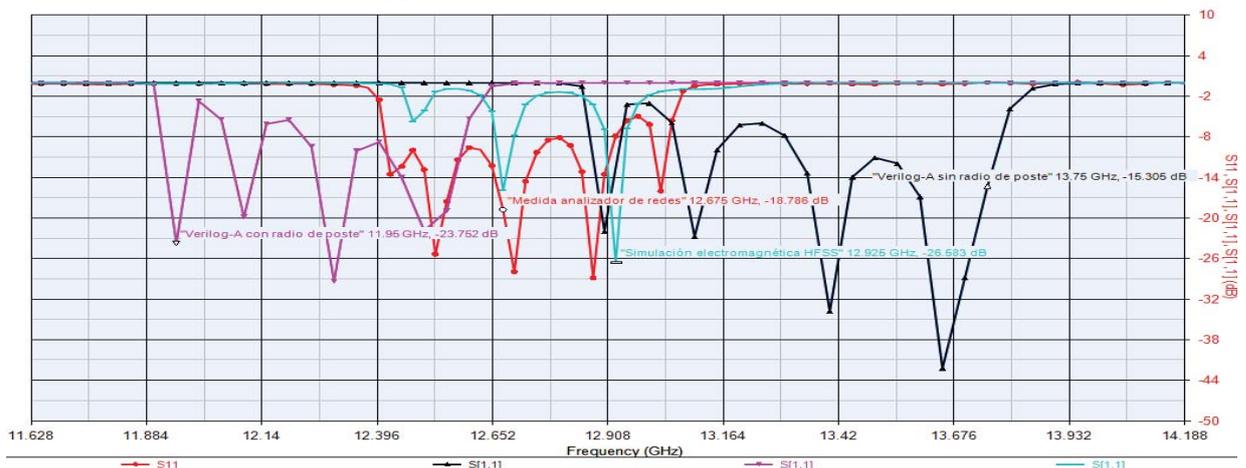


Figura 88. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11}

Observando la Figura 88 se sacan las siguientes conclusiones:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) es el que menos pérdidas de reflexión presenta 42.2 dB, esto es bueno para que el filtro apenas refleje potencia.

La Figura 89 muestra una comparativa de la respuesta del parámetro S_{21} y S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI) frente a la respuesta del parámetro S_{21} y S_{11} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS).

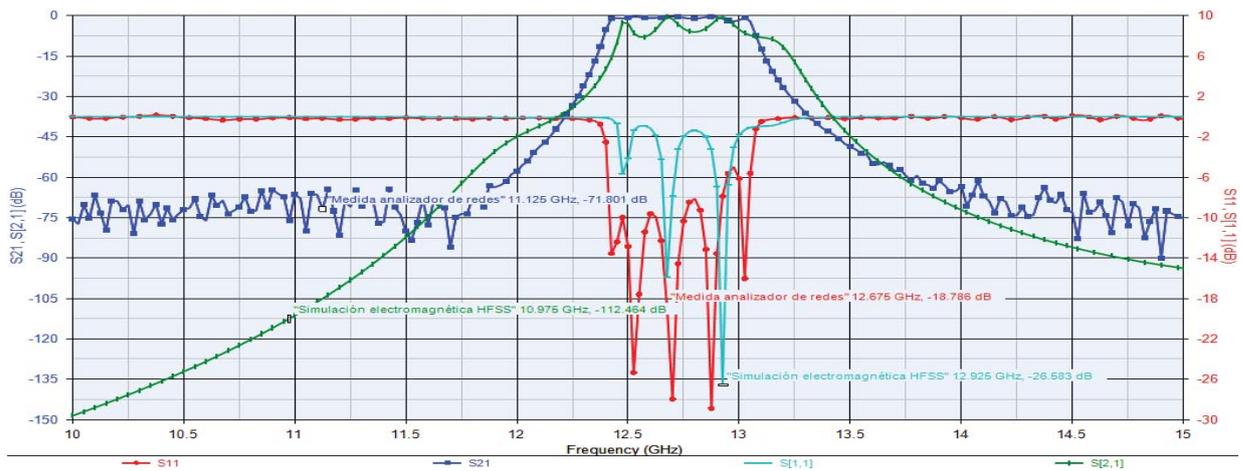


Figura 89. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} y S_{11} .

Observando la Figura 89 se puede decir:

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) presenta más pérdidas que el parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) esto es así porque en el laboratorio, al seleccionar el dieléctrico y/o metal para proceder a la simulación se ha introducido más pérdidas que las habituales para simular el peor caso pero generalmente no debiera de presentar más pérdidas que la medida realiza mediante un analizador de redes. Se puede observar que el parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) está desplazado en banda 0.075 GHz respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) lo que implicará en pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se cuelan sobre los intervalos: 11.775 GHz-11.95 GHz y 13.275 GHz-13.4 GHz.
- Para el peor caso: El parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) presenta a la frecuencia 12.575 GHz unas pérdidas de 8,615 dB respecto la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes).
- Para el mejor caso: El parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) presenta a la frecuencia 12.675 GHz unas pérdidas de 0.538 dB respecto la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes).

5.2.3 Primeras optimizaciones Filtro 1

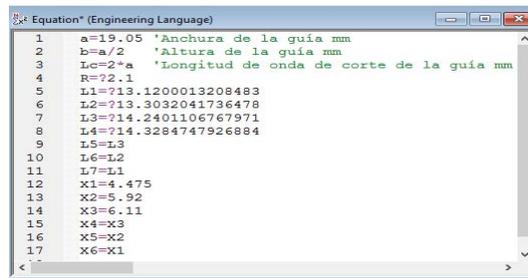
Tanto la respuesta del parámetro S_{21} como el S_{11} de las simulaciones del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ tienen un cierto margen de error con respecto a la respuesta del parámetro S_{21} y el S_{11} de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes y a las simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS por lo que se sugiere realizar una optimización de forma que los siguientes parámetros de la guía de onda (X (distancia del centro del poste a la guía), R (radio del poste) y L (distancia entre postes de la guía)) son modificados hasta conseguir que la respuesta del parámetro S_{21} y el S_{11} (de las simulaciones del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) sean lo más aproximadas a las respuestas S_{21} y el S_{11} (de

las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes y a las simulaciones electromagnéticas mediante el simulador HFSS).

Llegar a la optimización óptima no es tarea sencilla, se ha tenido que realizar varios esquemáticos para diferentes valores mínimos y máximos de la variable L, R o X. A continuación, indicamos las aproximaciones que se han llevado a cabo hasta llegar la optimización final.

-Primera optimización:

Inicialmente la distancia L (distancia entre postes de la guía) y R (radio del poste) han sido considerados como variables. Para definir variables en el diseño se hace clic en: “Designs” > “Add” > “Equation” y se indica mediante “=” que los valores de $L_1 \dots L_7$, y R serán variables. A continuación, se añaden los valores a, b, Lc y X de la guía (estos no son variables por tanto llevan un “=”). En la Figura 90 se puede observar las variables y parámetros definidos anteriormente.



```

1 a=19.05 'Anchura de la guía mm
2 b=a/2 'Altura de la guía mm
3 Lc=2*a 'Longitud de onda de corte de la guía mm
4 R=2.1
5 L1=713.1200013208483
6 L2=713.3032041736478
7 L3=714.2401106767971
8 L4=714.3284747926884
9 L5=L3
10 L6=L2
11 L7=L1
12 x1=4.475
13 x2=5.92
14 x3=6.11
15 x4=x3
16 x5=x2
17 x6=x1
  
```

Figura 90. Primera optimización filtro 1, definición variables y parámetros de la guía

Se debe indicar para cada línea de transmisión “TLX” del esquemático “Sch3OPT” que la variable L debe ser de tipo “Tune” como muestra la Figura 91.

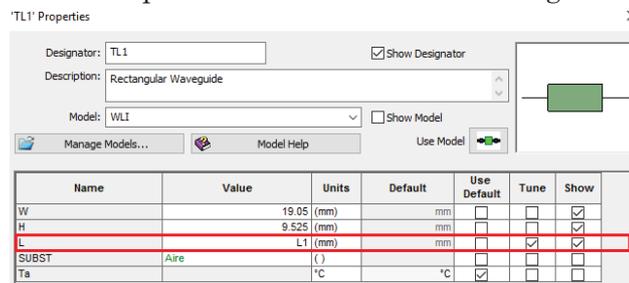
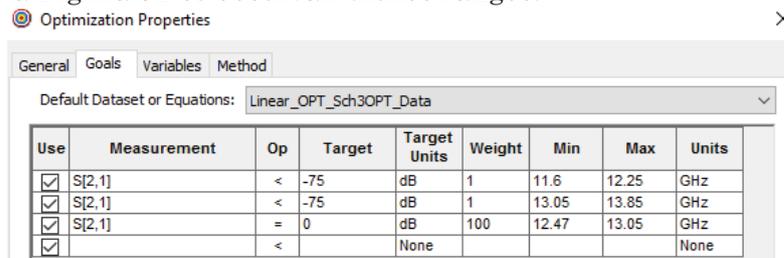


Figura 91. Primera optimización filtro 1, variables de tipo “Tune”

Para realizar la optimización se hace clic en: “Designs”> “Add” > “Evaluation” > “Optimization”  OPT_FILTRO. Para la primera optimización, se han definido los siguientes rangos de frecuencia que debe tomar el parámetro S_{21} en dB de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. En la Figura 92 se observan dichos rangos.



Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-75	dB	1	11.6	12.25	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-75	dB	1	13.05	13.85	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	0	dB	100	12.47	13.05	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 92. Primera optimización filtro 1. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} .

Estas condiciones de optimización son las siguiente:

- En el rango entre: 11.6 GHz a 12.25 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -75 dB.
- En el rango entre: 13.05 GHz a 13.85 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -75 dB.
- En el rango entre: 12.47 GHz a 13.05 GHz. El valor del parámetro S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a 0 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque sino no se conseguía adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes y respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS).

A continuación, se definen más condiciones de optimización:

Al definir como variables las longitudes: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$, aparecen en la pestaña “Variables”, pudiéndose definir los valores máximos y mínimos de estas. Es necesario definir correctamente el valor máximo y mínimo de estas condiciones ya que Keysight Genesys™ va a optimizar dependiendo del valor de este rango y por tanto realizará mejor o peor aproximación.

Inicialmente se propuso que la variable L tomara como valor mínimo el valor de L **sin contar radio** y como valor máximo L **contando el radio**. Como muestra la Figura 93.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.12	15.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	12.11	14.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	13.11	15.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	13.18	15.18	None

Figura 93. Primera optimización filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Sin embargo, no dio buen resultado como muestra la Figura 94 ya que:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) unas pérdidas de 6.778 dB en el intervalo de 12.45 GHz a 13.025 GHz y tiene 0.275 GHz más banda en frecuencia que este parámetro, esto implicará pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se reciben.
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) para el peor caso unas pérdidas de 7.023 dB en 12.9 GHz y para el mejor caso unas pérdidas de 1.429 dB a la frecuencia 12.55 GHz y tiene 0.15 GHz más de banda en frecuencia en su lado izquierdo y 0.275 GHz más banda en frecuencia en el lado derecho lo que implicará pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se reciben.

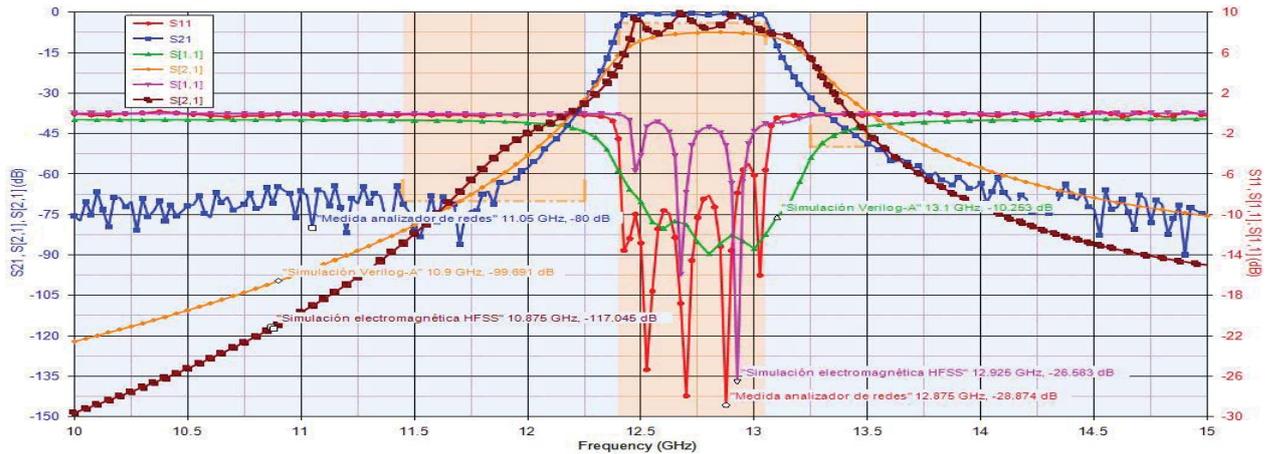


Figura 94. Primera optimización filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

-Segunda optimización:

Después se propuso modificar el rango del valor de la variable L como muestra la Figura 95.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL1	12.12	16.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL2	12.11	14.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL3	13.11	15.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL4	13.18	15.18	None

Figura 95. Segunda optimización Filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Con los nuevos rangos definidos se ha conseguido la comparativa de los parámetros S_{21} y S_{11} de la Figura 96.

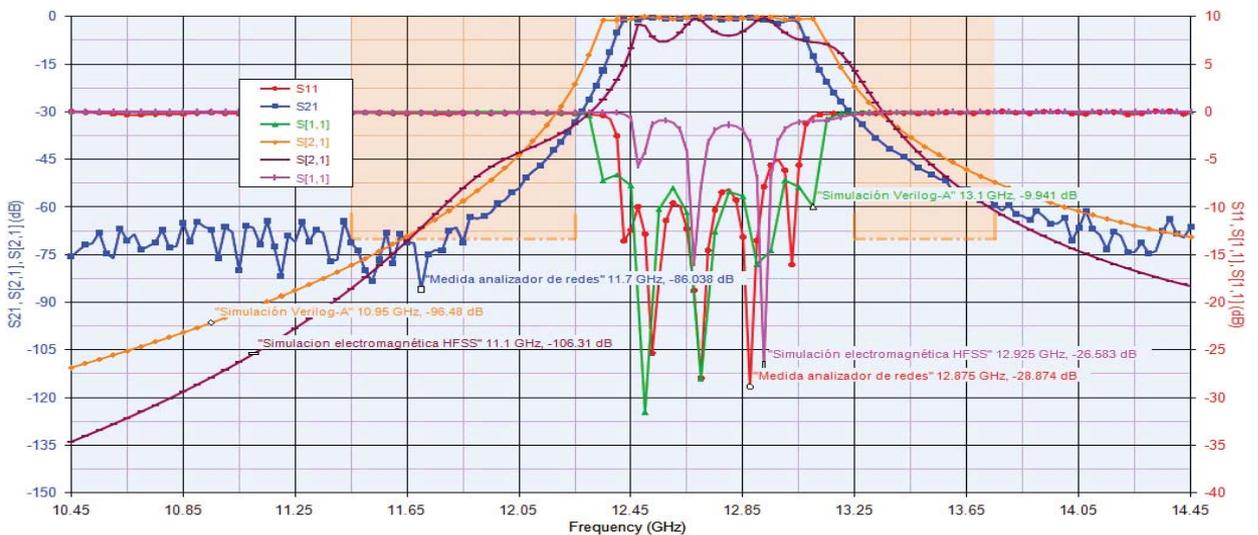


Figura 96. Segunda optimización filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

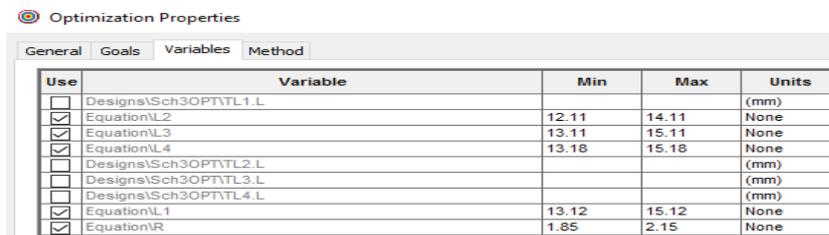
Como muestra la Figura 97, se ha conseguido:

- A la frecuencia 12.45 GHz a 13.05 GHz se ha reducido las pérdidas a aproximadamente 0 dB del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) frente al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes). Esto se ha conseguido a costa de aumentar el ancho de banda 0.05 GHz lo que implicarán pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se reciben.

- Reducir las pérdidas entre el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) y el parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) de modo que para el rango de frecuencia de 11.85 GHz a 11.9 GHz se han reducido las pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no se llegan a recibir.

5.2.4 Optimización final Filtro 1

Finalmente se ha conseguido ajustar al máximo el rango de la variable L, incluso se ha añadido otra nueva variable R (radio del poste) que permite mejorar la optimización. La Figura 97 muestra los rangos que si son satisfactorios para el filtro 1 para las variables definidas.



Use	Variable	Min	Max	Units
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPTTL1.L			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL2	12.11	14.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL3	13.11	15.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL4	13.18	15.18	None
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPTTL2.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPTTL3.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPTTL4.L			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationL1	13.12	15.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	EquationR	1.85	2.15	None

Figura 97. Optimización final filtro 1. Valores mínimos y máximos de la variable L y R.

- La longitud L_1 estará comprendida entre $13.12\text{mm} < L_1 < 15.12\text{ mm}$.
- La longitud L_2 estará comprendida entre $12.11\text{mm} < L_2 < 14.11\text{ mm}$.
- La longitud L_3 estará comprendida entre $13.11\text{mm} < L_3 < 15.11\text{ mm}$.
- La longitud L_4 estará comprendida entre $13.18\text{mm} < L_4 < 15.18\text{ mm}$.
- El diámetro de los postes estará comprendido entre $1.85\text{ mm} < R < 2.15\text{ mm}$.

Finalmente, el simulador Keysight Genesys™ ha optimizado mediante los rangos definidos en la Figura 92 y 97 que los valores de la guía de onda que mejor se ajustan son:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 13.12\text{ mm}, L_2 = 13.381\text{ mm}, L_3 = 14.253\text{ mm}, L_4 = 14.34\text{ mm}, \\
 L_5 &= 14.253\text{ mm}, L_6 = 13.381\text{ mm}, L_7 = 13.12\text{ mm}, R = 2.058\text{ mm}, \\
 X_1 &= 4.475\text{ mm}, X_2 = 5.92\text{ mm}, X_3 = 6.11\text{ mm}, X_4 = 6.11\text{ mm}, X_5 = 5.92\text{ mm}, \\
 X_6 &= 4.475\text{ mm}
 \end{aligned}$$

El resultado final de la optimización es el de la Figura 98, donde se ha representado:

- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.

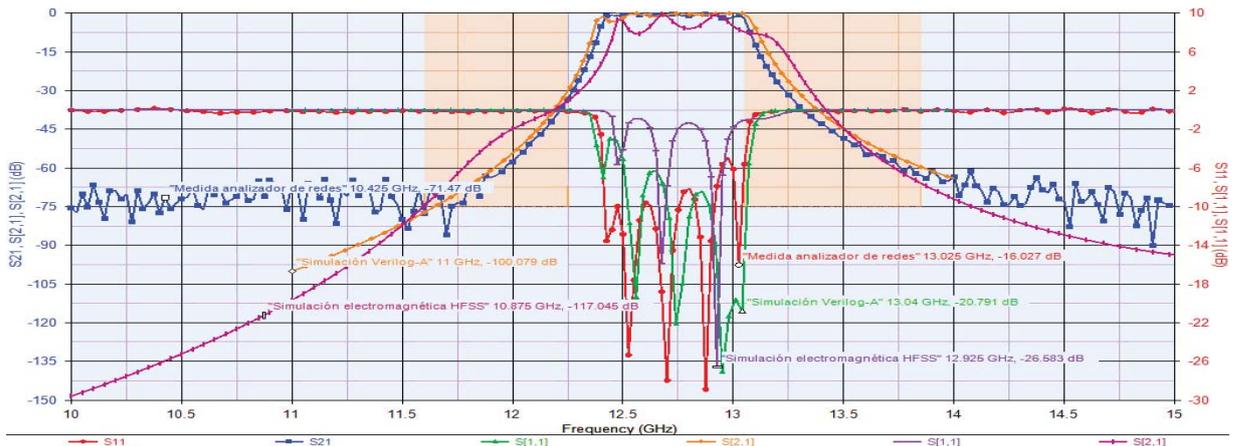


Figura 98. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 90 los parámetros S_{21} de las siguientes simulaciones y medidas:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.

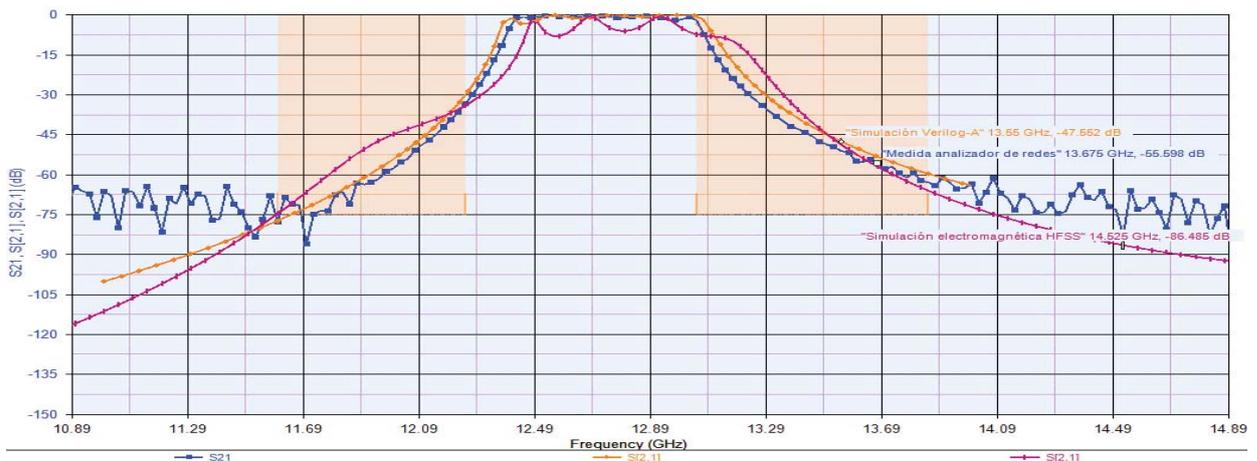


Figura 99. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 99 se llega a la conclusión:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene para el peor caso unas pérdidas de 2.366 dB a 12.45 GHz frente al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) y para el mejor caso unas pérdidas de 0.016 dB a la frecuencia de 12.525 GHz frente a dicho parámetro. Además, el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene 0.075 GHz más banda en frecuencia que el parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) lo que implicará pequeñas pérdidas debidas frecuencias indeseadas que se cuelan.
- El parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) tiene para el peor caso unas pérdidas de 7.185 dB

a la frecuencia 12.575 GHz frente al parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™), para el mejor caso tiene 0.371 dB a 12.7 GHz respecto al parámetro anteriormente mencionado. Además, el parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) está desplazado en banda 0.05 GHz lo que implica que su ancho de banda será mayor que el deseado y habrá pérdidas debido a las frecuencias indeseadas que se cuelan.

Como se ha podido comprobar, existe un gran parecido entre el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) frente al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P).

A continuación, en la Figura 100 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.

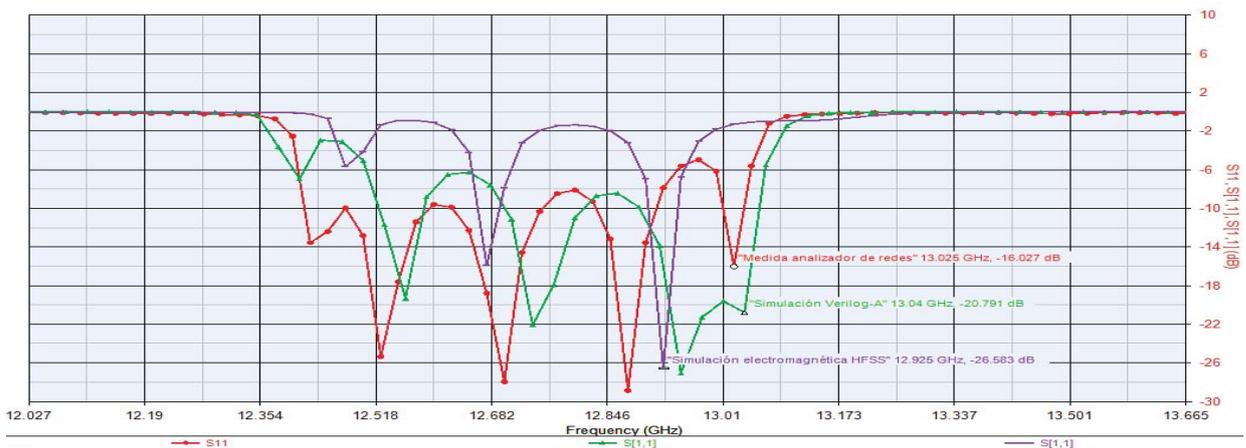


Figura 100. Optimización final del filtro 1. Comparativa del parámetro S_{11} .

Se puede observar en la Figura 100:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene para el mejor caso 27.051 dB de pérdidas a la frecuencia 12.95 GHz y para el peor caso 2.522 dB de pérdidas a la frecuencia 12.4 GHz.
- El parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) tiene para el mejor caso 28.874 dB a la frecuencia 12.875 GHz y para el peor caso 13.556 dB de pérdidas a la frecuencia 12.425 GHz.
- El parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS tiene para el mejor caso 26.583 dB de pérdidas para la frecuencia 12.925 GHz y para el peor caso 5.7 dB de pérdidas la frecuencia 12.475 GHz

El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja bastante a las

pérdidas obtenidas en el mejor y peor caso para las medidas realizadas en el laboratorio y a las simulaciones electromagnéticas realizadas con el simulador HFSS.

5.2.5 Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2].

A continuación, se realizará la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™.

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”.
 Filter1

Utilizando los filtros teóricos que contiene Keysight Genesys™, se ha comprobado que tanto el parámetro S_{21} como el S_{11} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja al parámetro S_{21} y el S_{11} (de la simulación de un filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 cuya impedancia de entrada es 50Ω , resistencia de salida 50Ω , y cuyo ancho de banda está comprendido entre 12.430 GHz y 13 GHz. En la Figura 101 se muestran las propiedades del filtro teórico.

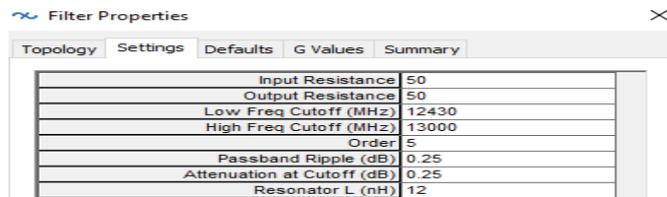


Figura 101. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 1.

En la Figura 102 se muestra el parámetro S_{21} y S_{11} del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™.

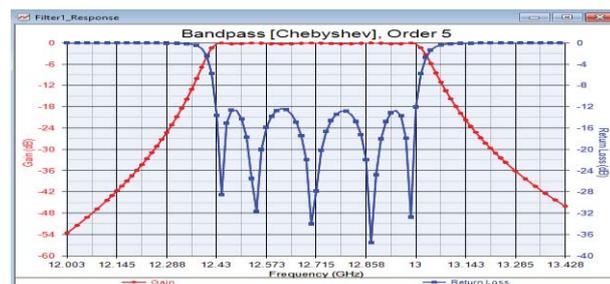


Figura 102. Representación filtro teórico que modela el filtro 1

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 103.

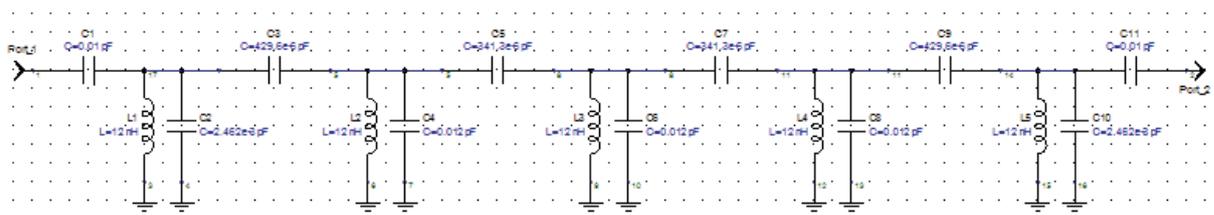


Figura 103. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 1.

A continuación, se representa en la Figura 104 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™.

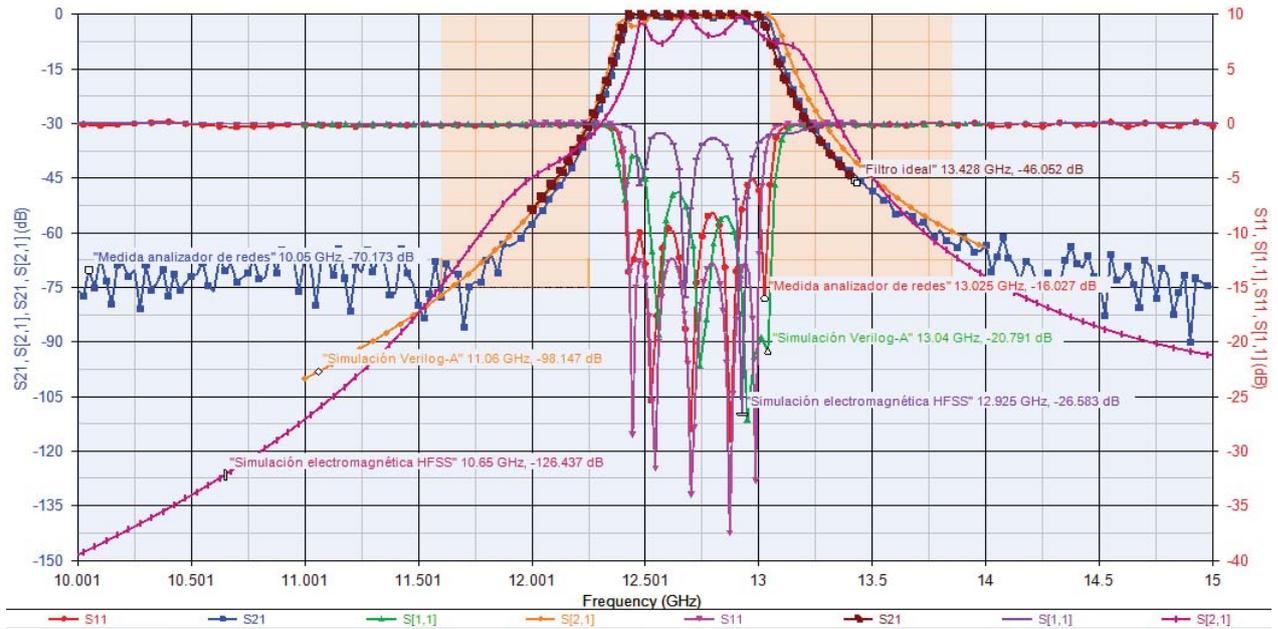


Figura 104. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 1

Para poder comparar mejor las gráficas, se ha representado en la Figura 105 los parámetros S_{21} siguientes:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.
- El parámetro S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

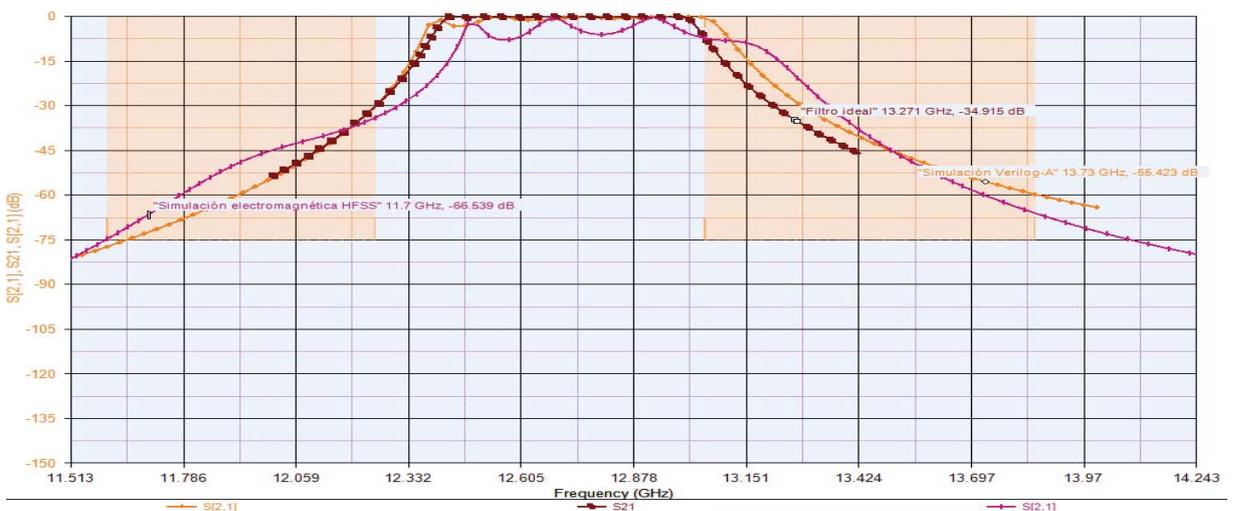


Figura 105. Comparativa del parámetro S_{21} .

- Se observa que el parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se asemeja perfectamente el parámetro S_{21} de la simulación realizada

del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene para el peor caso 2.087 dB de pérdidas a 12.475 GHz frente al parámetro S_{21} 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 cuelean frecuencias indeseadas.

- El parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS) tiene frente al parámetro S_{21} 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.

A continuación, en la Figura 106 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador HFSS.

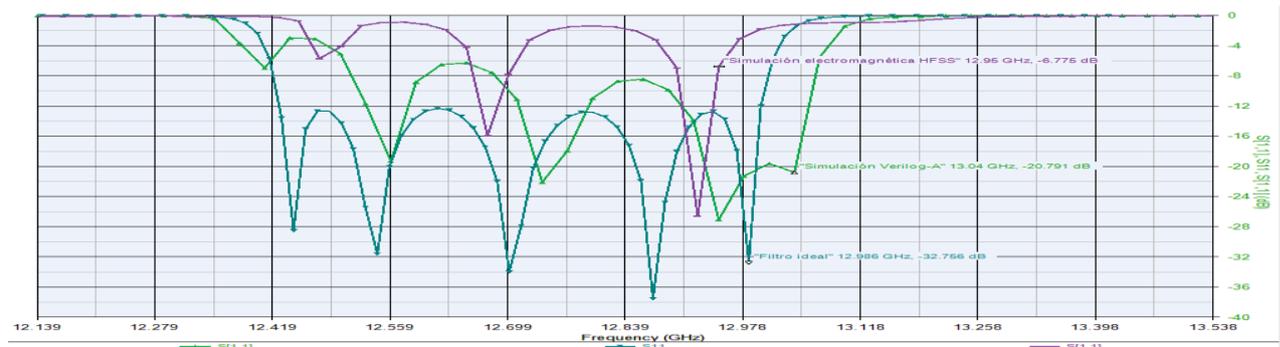


Figura 106. Comparativa del parámetro S_{11} .

- Se observa que el parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se asemeja de manera muy parecida al parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ tiene valores de pérdidas de reflexión muy similares al parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™, para el mejor caso a 12.872 GHz el parámetro S_{11} del filtro teórico vale 27.051 dB mientras que en torno a esa frecuencia el parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ vale 26.583dB. Mientras que el parámetro S_{11} 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.

Se ha representado en la Figura 107:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes.
- El parámetro S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.



Figura 107. Comparativa del parámetro S_{21} .

- El parámetro S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™ se adapta perfectamente al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) salvo un desplazamiento en banda de 0.043 GHz pero es casi despreciable.
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se adapta de manera muy aproximada a la banda de transición y banda de paso del parámetro S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™ salvo que este primer parámetro sufre para el peor caso unas pérdidas de 2.366 dB a 12.45 GHz frente al parámetro S_{21} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™ y para el mejor caso unas pérdidas de 0.016 dB a la frecuencia de 12.525 GHz y está desplazado en banda 0.03 GHz frente a dicho parámetro lo que implica que habrá pérdidas debidas a frecuencias indeseadas que se cuelan. Pero resulta muy buena aproximación al filtro teórico.

Se ha representado en la Figura 108:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes.

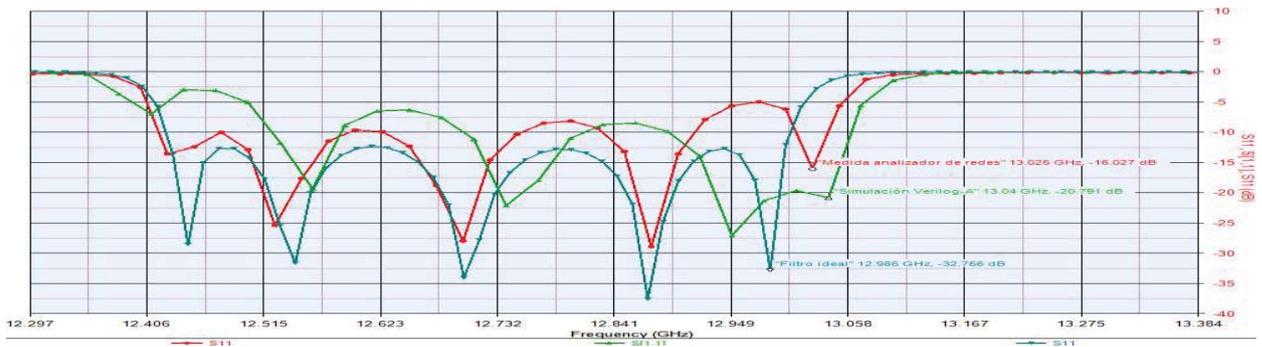


Figura 108. Comparativa del parámetro S_{11} .

- Lógicamente el parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™ es muy parecido al parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) ya que las medidas realizadas mediante un analizador de redes son las medidas verdaderas las que realmente se tienen por tanto el filtro ideal debe coincidir con dichas medidas. Se puede comprobar mirando por ejemplo para el mejor caso donde el parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™ tiene unas pérdidas de reflexión de 37.54 dB a 12.872 GHz y el parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) tiene 28.874 dB de pérdidas a esa misma frecuencia.
- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) aunque esté 0.075 GHz desplazado en banda respecto al parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™, tiene valores de pérdidas de reflexión aproximados al parámetro S_{11} del filtro ideal generado por Keysight Genesys™, en torno a la frecuencia de 12.8GHz-12.9 GHz presenta 27.051 dB de pérdidas de reflexión.

Finalmente se ha demostrado que la simulación realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ es muy aproximada a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes, a las simulaciones electromagnéticas HFSS y a la respuesta del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

En la Figura 109 se muestra el tiempo que ha necesitado el simulador Keysight Genesys™ para ajustar los valores de la guía de onda hasta conseguir máximas aproximaciones entre parámetros S_{21} y S_{11} . Este tiempo se puede observar cliqueando en: “View” > “Simulation Log”

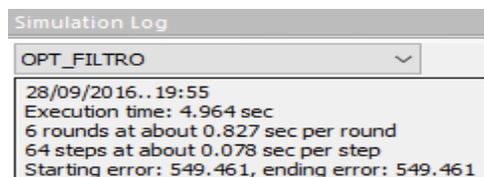
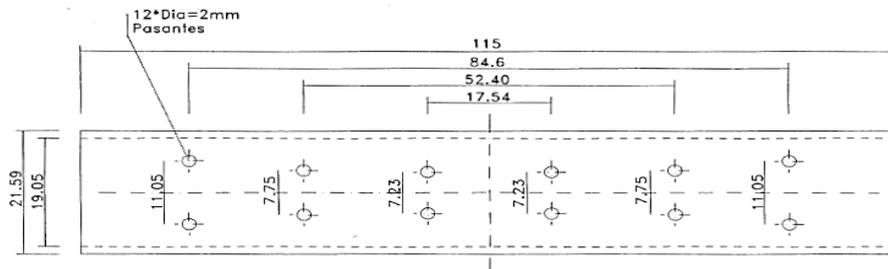


Figura 109. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 1.

Keysight Genesys™ ha tardado en leer el fichero Verilog-A, ejecutar el esquemático, representar las medidas, optimizarlas y estabilizarlas en torno a 4,964 sg en comparación con lo que se tardaría con un simulador electromagnético.

5.3 FILTRO 2.

En la Figura 110 se muestra el filtro 2 de 5 secciones con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 11,4 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 11,4 GHz y 11,75 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75.



11.4–11.75 GHz

Figura 110. Dimensiones del filtro 2

5.3.1 Diseño del esquemático Filtro 2

Se calculará las distancias del centro del poste a la guía $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ y las distancias de línea de transmisión hasta cada poste $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ contando el radio de poste y sin contar el radio de poste

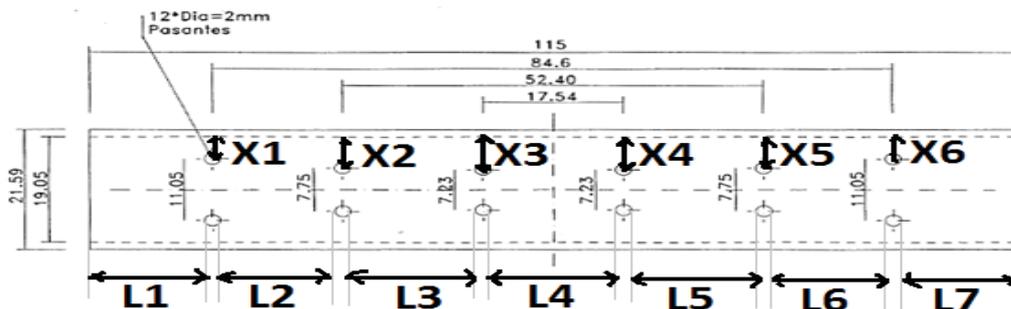


Figura 111 Dimensiones L y x del filtro 2.

- Calculamos L **contando el radio** de los postes:

$$L_1 = 15.2 \text{ mm}, L_2 = 16.1 \text{ mm}, L_3 = 17.43 \text{ mm}, L_4 = 17.54 \text{ mm}$$

- Calculamos L **sin contar el radio** de los postes:

$$\begin{aligned} L_1 &= 15.2 \text{ mm} - \text{radio}(1\text{mm}) = 14.2 \text{ mm} \\ L_2 &= 16.1 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 12.11 \text{ mm} \\ L_3 &= 17.43 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 15.43 \text{ mm} \\ L_4 &= 17.54 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 16.54 \text{ mm} \end{aligned}$$

- Calculamos x (distancia del centro del poste a la guía):

$$x_1 = 4 \text{ mm}, x_2 = 5.65 \text{ mm}, x_3 = 5.91 \text{ mm}$$

- Como el filtro es simétrico se cumple que:

$$L_5 = L_3; L_6 = L_2; L_7 = L_1; x_4 = x_3; x_5 = x_2; x_6 = x_1$$

El substrato utilizado será 'Aire' y tendrá las mismas características que se han explicado en el filtro 1. Se ha diseñado el filtro 2 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 se utilizará el fichero “double_large.va” porque cumple con la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ siendo ‘c’ la distancia del centro del poste a la guía y ‘a’ la anchura de la guía.

Se crean dos esquemáticos: “Sch1” y “Sch2 (Sin_Radio_poste)”:

- En el primer esquemático “Sch1” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **contando el radio**.
- En el primer esquemático “Sch2 (Sin_Radio_poste)” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **sin contar el radio**.

El filtro 2 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto en el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda: $a=0.01905$ mm, $b=0.009525$ mm. Para diseñar los esquemáticos se debe de seguir los mismos pasos que con el filtro 1 ya que también es una guía de onda WR-75.

5.3.2 Primera representación Filtro 2

La figura 112 muestra el diseño del esquemático para modelar el filtro 2 de 5 secciones. Se crearán dos esquemáticos como la Figura 112 llamados: “Sch1” y Sch2 (Sin_Radio_poste)”. Para cada esquemático se debe de cambiar los valores de L (en el componente “TLX”) y x (en el componente “SP”). Los valores de L para el esquemático “Sch1” son los valores **contando el radio del poste** calculados anteriormente y los valores de L para el esquemático “Sch2 (Sin_radio_poste)” son los valores **sin contar el radio del poste** calculados anteriormente.

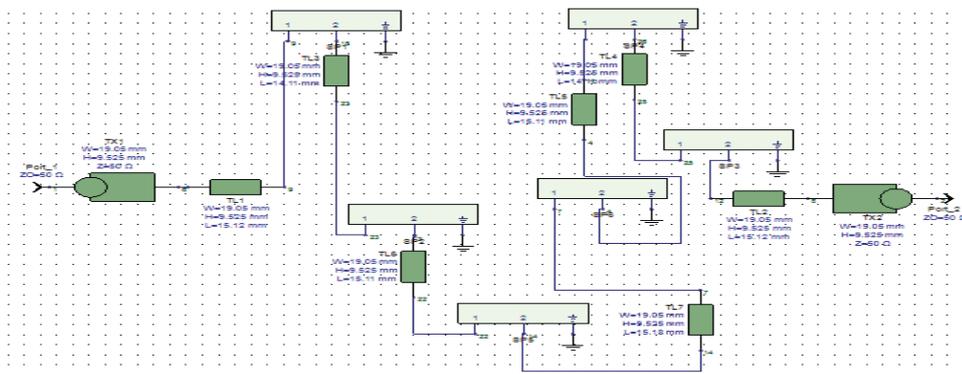


Figura 112. Esquemático del filtro 2 de 5 secciones en Keysight Genesys™.

En la Figura 113 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contando el radio de poste S_{21} .
- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{21} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{21} .

Para validar las aproximaciones de Macchiarella [2] con respecto al filtro 3 se ha comparado las simulaciones realizadas mediante el Keysight Genesys™ de dicho filtro respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes que es lo que realmente se tiene.

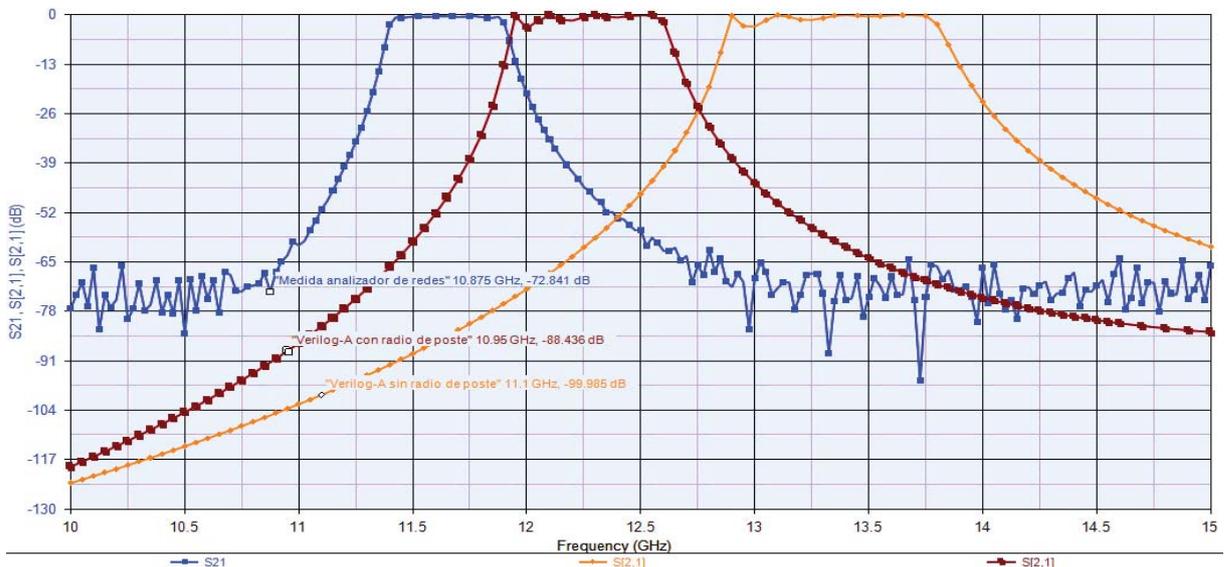


Figura 113. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 113 se puede decir:

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) está desplazada en torno a 0.575 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes).
- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) está desplazada en torno a 1.675 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes).

En la Figura 114 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{11} .
- La simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{11} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{11} .

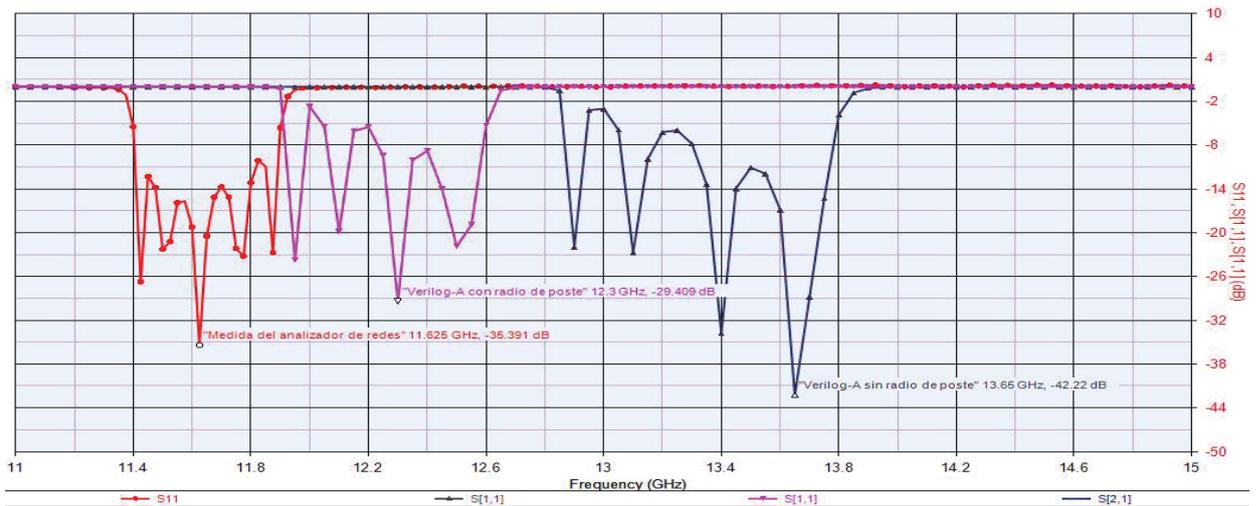


Figura 114. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}

Como se puede observar en la Figura 111:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) es el que menos pérdidas presenta 42.2 dB a la frecuencia 13.65 GHz. Siempre se busca que un filtro tenga pocas pérdidas en la banda de paso para que apenas refleje potencia por tanto este parámetro es bueno.
- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) tiene para el mejor caso unas pérdidas de reflexión de 29.049 dB para la frecuencia 12.3 GHz.
- El parámetro S_{11} (de las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI) tiene para el mejor caso unas pérdidas de 29.049 dB para la frecuencia 11.625 GHz.

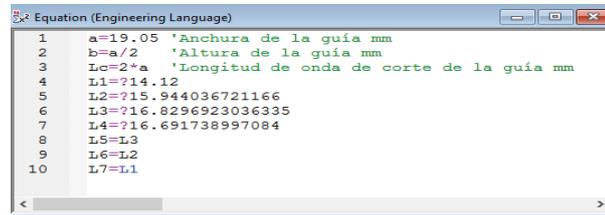
5.3.3 Primeras optimizaciones Filtro 2

Como se ha podido comprobar, tanto los parámetros S_{21} como los S_{11} de las simulaciones realizadas del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ (contando el radio del poste y sin contar) tienen cierto margen de error respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes. Por lo tanto, se sugiere realizar una optimización de forma que los siguientes parámetros de la guía de onda (X (distancia del centro del poste a la guía), R (radio del poste) y L (distancia entre postes de la guía)) son modificados hasta conseguir que la respuesta de los parámetros S_{21} y el S_{11} (de las simulaciones de los filtros utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) sean lo más aproximadas a las respuestas de los parámetros S_{21} y el S_{11} de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes.

Antes de llegar a la optimización óptima se han realizado varios esquemáticos.

-Primera optimización:

Inicialmente se ha propuesto definir como variables la distancia L (distancia entre postes de la guía) y X (distancia del centro del poste a la guía). La Figura 115 muestra las variables y parámetros definidos.



```

1 a=19.05 'Anchura de la guía mm
2 b=a/2 'Altura de la guía mm
3 Lc=2*a 'Longitud de onda de corte de la guía mm
4 L1=?14.12
5 L2=?15.944036721166
6 L3=?16.8296923036335
7 L4=?16.691738997084
8 L5=L3
9 L6=L2
10 L7=L1

```

Figura 115. Primera optimización filtro 2, definición variables y parámetros de la guía.

Para la primera optimización se han definido los siguientes rangos de frecuencia que debe de tomar el parámetro S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. En la Figura 116 se observan dichos rangos.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-48	dB	1	10.7	11.15	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	0	dB	100	11.4	11.9	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-48	dB	1	12.275	12.45	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-70	dB	1	11.3	11.9	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 116. Primera optimización filtro 2. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Estas condiciones de optimización son las siguiente:

- En el rango entre: 10.7 GHz a 11.15 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -48 dB.
- En el rango entre: 12.275 GHz a 12.45 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -48 dB.
- En el rango entre: 11.4 GHz a 11.9 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a 0 dB. Se debe de dar un mayor peso a esta condición porque sino no se conseguía adaptar correctamente el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes).
- En el rango entre: 11.3 GHz a 11.9 GHz. El valor S_{11} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB. Se ha definido este parámetro porque se quiere que haya muchas pérdidas en la banda para reflejar lo menos posible la potencia.

A continuación, se definen más condiciones de optimización:

Inicialmente se propuso que el valor mínimo de L fuese L **sin contar radio** y el valor máximo de L fuese L **contando el radio** como aparece en la Figura 117. Sin embargo, no dio buen resultado, como muestra la Figura 118.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.2	15.2	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	12.11	16.1	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	15.43	17.43	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	16.54	17.54	None

Figura 117. Primera optimización filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Como se observa en la Figura 118 ha sido una mala optimización ya que:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™)

tiene respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) unas pérdidas de 7.512dB en el intervalo de 11.45 GHz a 11.875 GHz y tiene 0.175 GHz más banda en frecuencia que el anterior parámetro lo que implicará pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no llegan a recibirse.

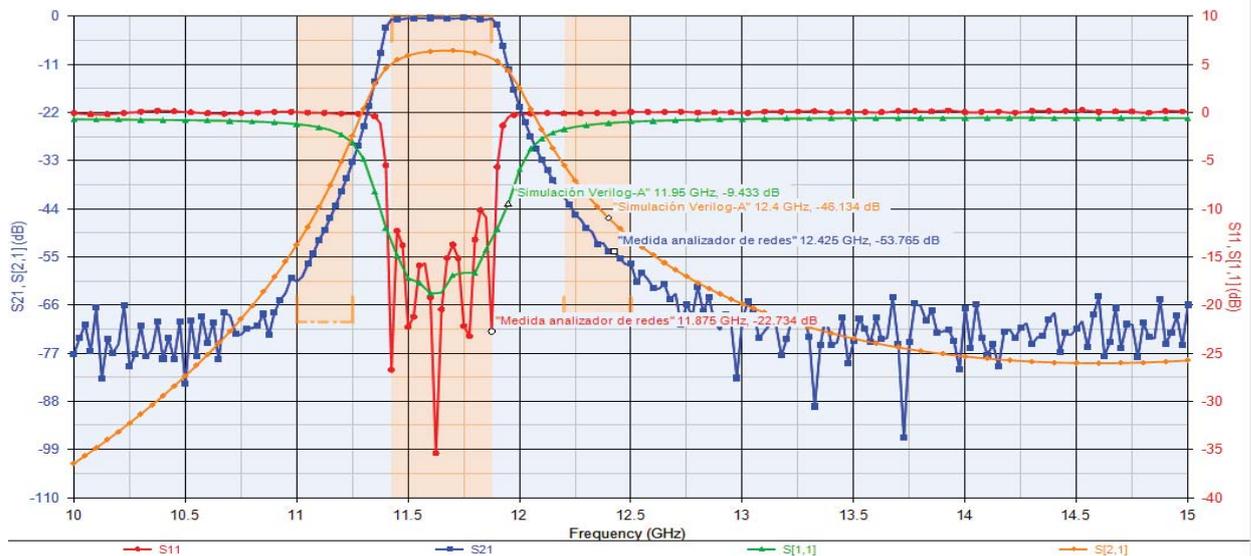


Figura 118. Primera optimización filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

Después de muchos ajustes se propuso modificar el rango de L, pero no sirvió de nada porque el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) seguía teniendo 7.512dB de pérdidas en el intervalo de frecuencias 11.45 GHz a 11.875 GHz respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) como se muestra en la Figura 118, es por eso que se propuso poner como variable el parámetro X (distancia entre el centro del poste y la guía).

A continuación, para ajustar mejor la optimización se han dado para la variable L rangos más amplios como los mostrados en la Figura 119.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14	15.2	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	11	16.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	13	17.43	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	13	17.54	None

Figura 119. Segunda optimización filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L.

De esta manera se ha conseguido reducir las pérdidas que había en la banda de paso, a costa se ha aumentado el ancho de banda del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) a 0.35 GHz más a cada lado. Obteniendo la respuesta de la Figura 120.

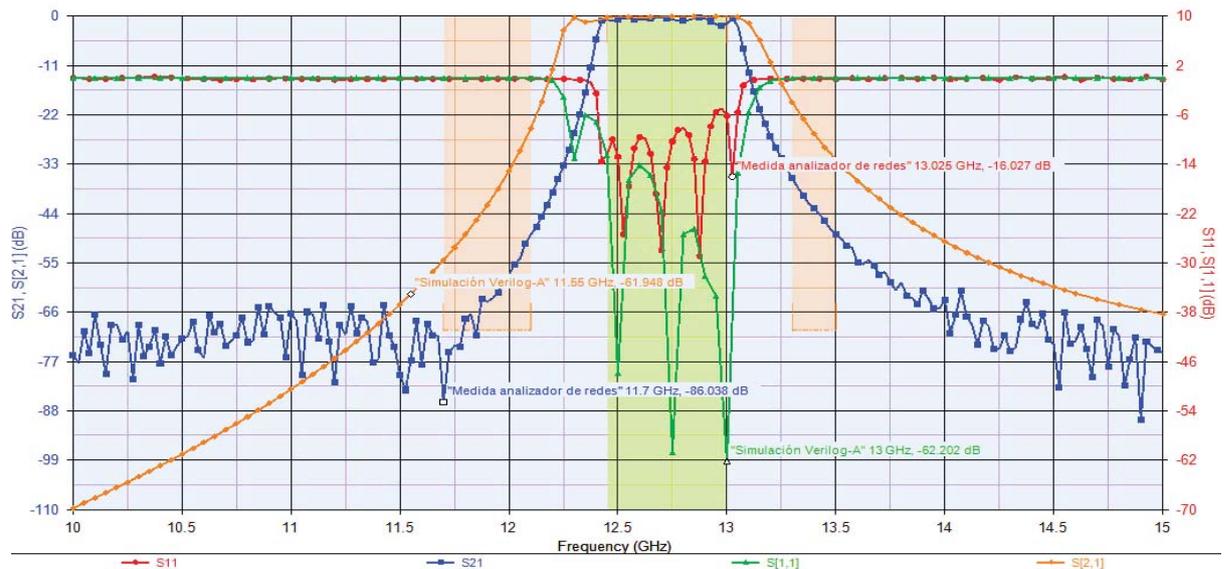


Figura 120. Segunda optimización filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

5.3.4 Optimización final Filtro 2

Finalmente se ha conseguido ajustar al máximo el rango de la variable L , incluso se ha añadido otra nueva variable R (radio del poste) que permite mejorar la optimización. La Figura 121 muestra los rangos que si son satisfactorios para el filtro 2.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.12	17.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	12.11	17.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	13.11	17.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	13.18	17.12	None
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL2.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL3.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL4.L			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.85	2.15	None
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP1.d			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP2.d			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP2.x			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP1.x			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X1	4.0	4.5	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X2	5.8	6.0	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X3	6.0	6.2	None

Figura 121. Optimización final filtro 2. Valores mínimos y máximos de la variable L , R y X .

- La longitud L_1 estará comprendida entre $14.12\text{ mm} < L_1 < 17.12\text{ mm}$.
- La longitud L_2 estará comprendida entre $12.11\text{ mm} < L_2 < 17.12\text{ mm}$.
- La longitud L_3 estará comprendida entre $13.11\text{ mm} < L_3 < 17.11\text{ mm}$.
- La longitud L_4 estará comprendida entre $13.18\text{ mm} < L_4 < 17.12\text{ mm}$.
- El diámetro de los postes estará comprendido entre $1.85\text{ mm} < R < 2.15\text{ mm}$.
- La distancia del radio del poste a la guía estará comprendida entre $4.0\text{ mm} < X_1 < 4.5\text{ mm}$.
- La distancia del radio del poste a la guía estará comprendida entre $5.8\text{ mm} < X_2 < 6.0\text{ mm}$.
- La distancia del radio del poste a la guía estará comprendida entre $6.0\text{ mm} < X_3 < 6.2\text{ mm}$.

Finalmente, el simulador ha estimado que los mejores valores que ajustan las medidas son:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 14.12\text{ mm}, L_2 = 15.408\text{ mm}, L_3 = 16.563\text{ mm}, L_4 = 16.661\text{ mm}, \\
 L_5 &= 16.563\text{ mm}, L_6 = 15.408\text{ mm}, L_7 = 14.12\text{ mm}, R = 1.999\text{ mm}, \\
 X_1 &= 4.156\text{ mm}, X_2 = 5.8\text{ mm}, X_3 = 6.085\text{ mm}, X_4 = 6.085\text{ mm}, \\
 X_5 &= 5.8\text{ mm}, X_6 = 4.156\text{ mm}
 \end{aligned}$$

En la Figura 122 se ha representado:

- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P

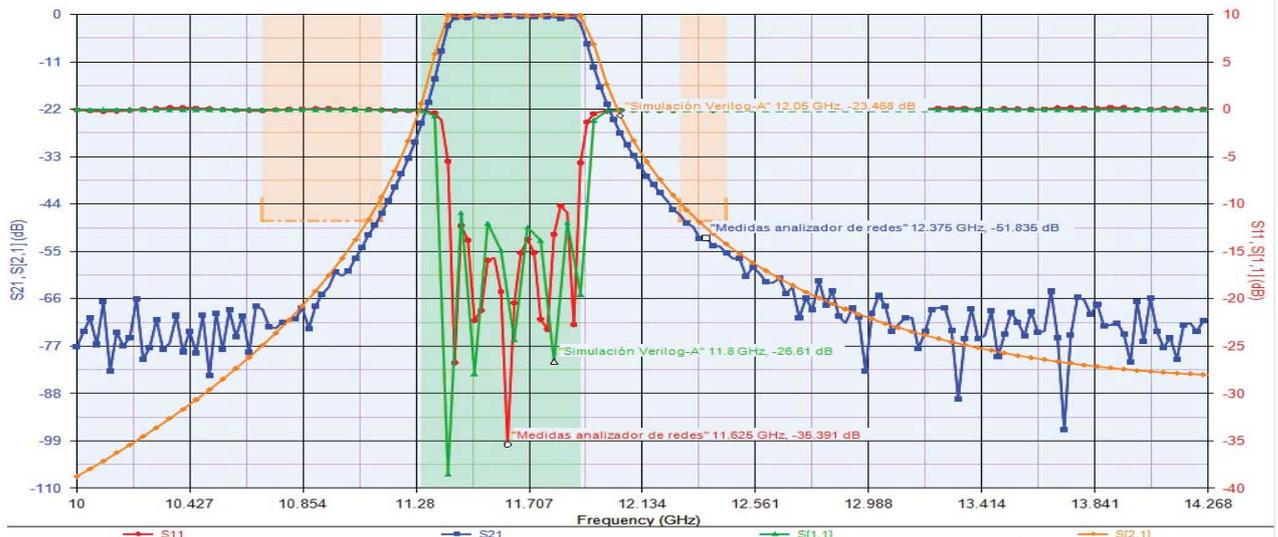


Figura 122. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 123:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.



Figura 123. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} .

Como se puede observar, el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene un alto grado de coincidencia con respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P). El primer parámetro mencionado presenta como mejor caso unas pérdidas de 0.124 dB en el intervalo de frecuencia de 11.425 GHz a 11.9 GHz frente al segundo parámetro mencionado. El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene 0.025 GHz más banda en frecuencia que el parámetro S_{21} (de la medida realizada en el

laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) lo que conllevará a unas pequeñas pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se cuelan.

A continuación, en la Figura 124 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.

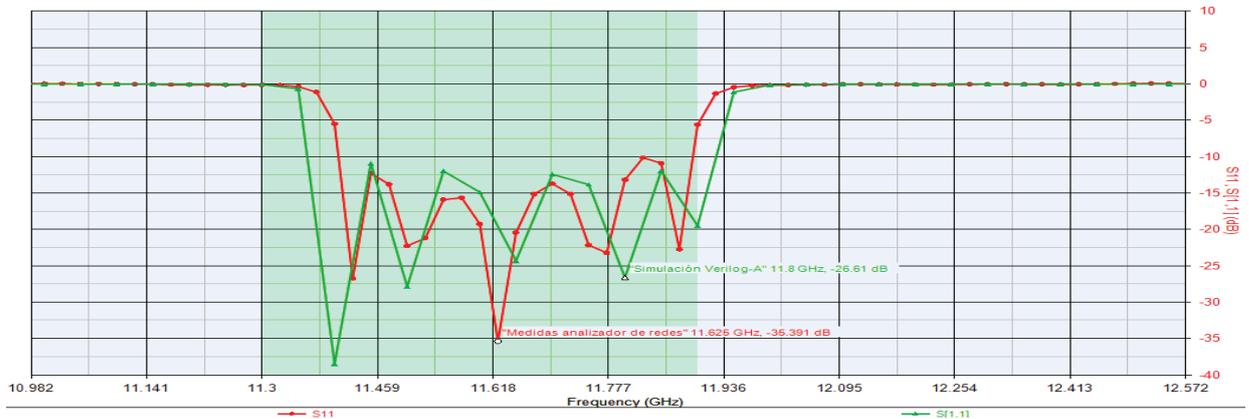


Figura 124. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{11} .

Como se observa en la Figura 124:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene para el mejor caso 38.477 dB de pérdidas de reflexión a la frecuencia 11.4 GHz y para el peor caso 19.496 dB de pérdidas a la frecuencia 11.9 GHz.
- El parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) tiene para el mejor caso 35.391 dB de pérdidas de reflexión a la frecuencia 11.625 GHz y para el peor caso 22.734 dB de pérdidas a la frecuencia 11.875 GHz.

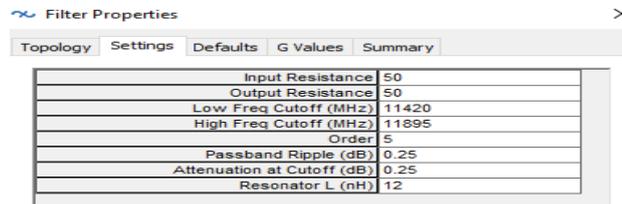
Se llega a la conclusión de que el parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta valores similares con respecto al parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P). Además se producen menos pérdidas de reflexión ocurre para un valor del parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) lo que significa que además se mejora la respuesta del filtro frente al parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P).

5.3.5 Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]

A continuación, se realizará la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™.

Utilizando los filtros teóricos que contiene Keysight Genesys™, se ha comprobado que tanto el parámetro S_{21} como el S_{11} (de la simulación realizada del filtro 2 utilizando

las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ se asemeja al parámetro S_{21} y el S_{11} (de la simulación de un filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 cuya impedancia de entrada es 50Ω , resistencia de salida 50Ω , y cuyo ancho de banda está comprendido entre 11.420 GHz y 11,895 GHz. En la Figura 125 se muestran las características del filtro ideal.



Filter Properties				
Topology	Settings	Defaults	G Values	Summary
Input Resistance	50			
Output Resistance	50			
Low Freq Cutoff (MHz)	11420			
High Freq Cutoff (MHz)	11895			
Order	5			
Passband Ripple (dB)	0.25			
Attenuation at Cutoff (dB)	0.25			
Resonator L (nH)	12			

Figura 125. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 2.

En la Figura 126 se muestra el parámetro S_{21} y S_{11} del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™.

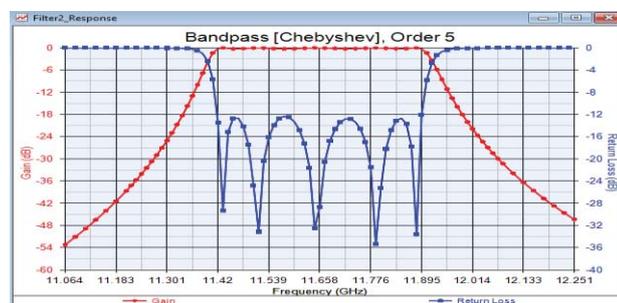


Figura 126. Representación filtro teórico que modela el filtro 2

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 127.

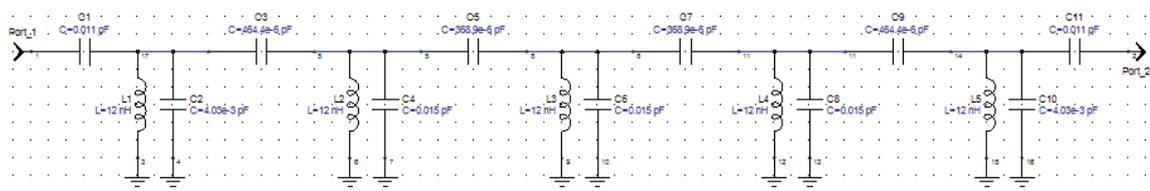


Figura 127. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 2.

A continuación, se representa en la Figura 128 los parámetros S_{21} y S_{11} de:

- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación realizada del filtro 2 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} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

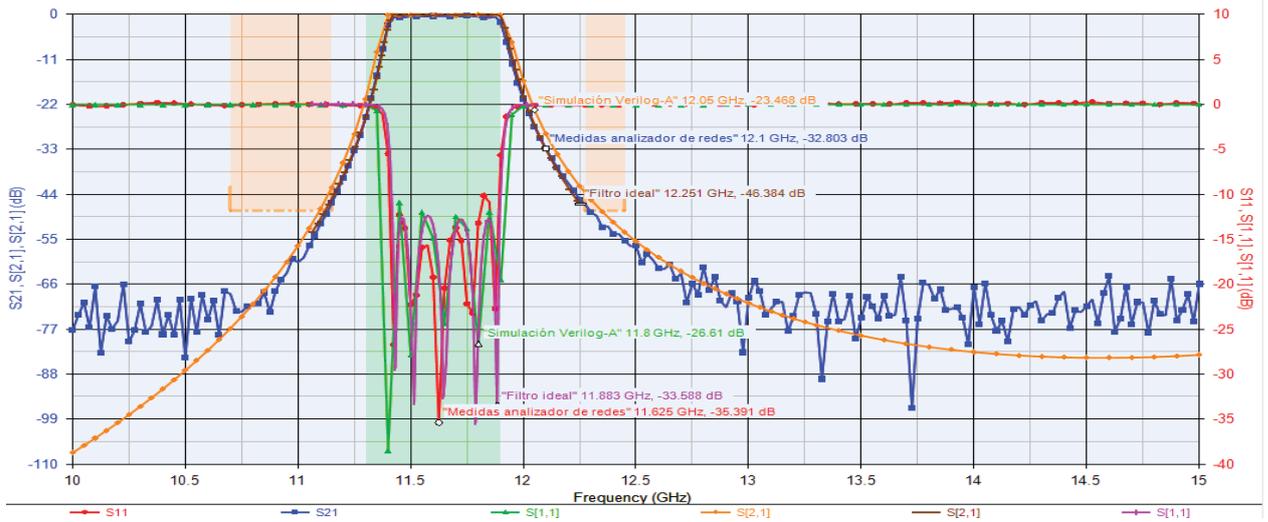


Figura 128. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 2

Para realizar una mejor comparación del parámetro S_{21} y S_{11} de ambas gráficas se ha representado el parámetro S_{21} y S_{11} por separado en las Figura 129 y 130:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

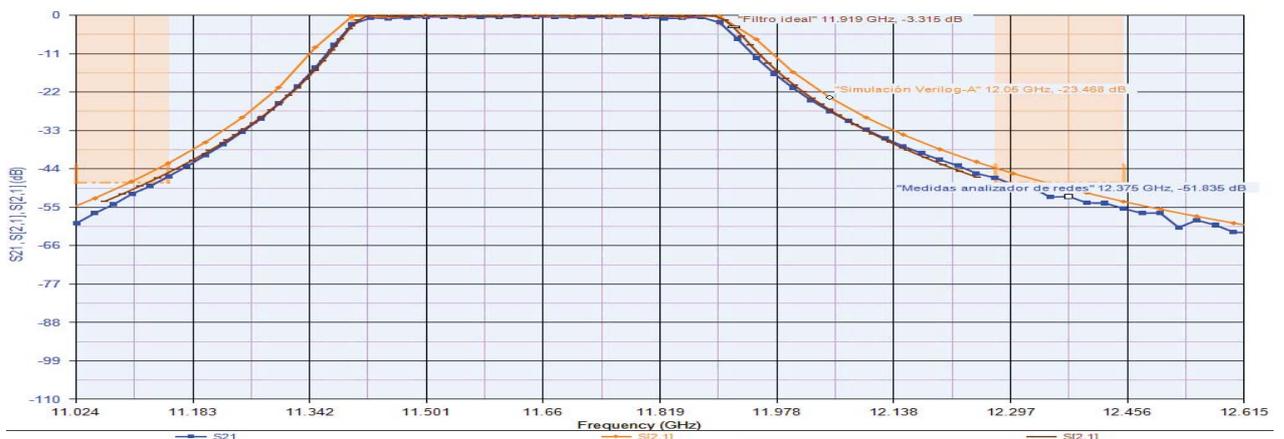


Figura 129. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{21} .

- Como se puede observar el parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ adopta una idéntica representación al parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P. Es lógico que ambos parámetros sean iguales o casi iguales ya que las medidas realizadas mediante un analizador de redes son las medidas verdaderas que se tienen del filtro, por tanto, el filtro ideal ha de ser idéntico a estas medidas.
- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ es prácticamente igual que el parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™. El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ tiene en toda la banda de paso (11.425 GHz-11.9 GHz) unas pérdidas mínimas de 0.382 dB frente parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ y 0.025 GHz más de ancho de banda lo que implica que

habrá pérdidas de frecuencias indeseadas que se cuelan pero que son despreciables.

A continuación, se representa en la Figura 130:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

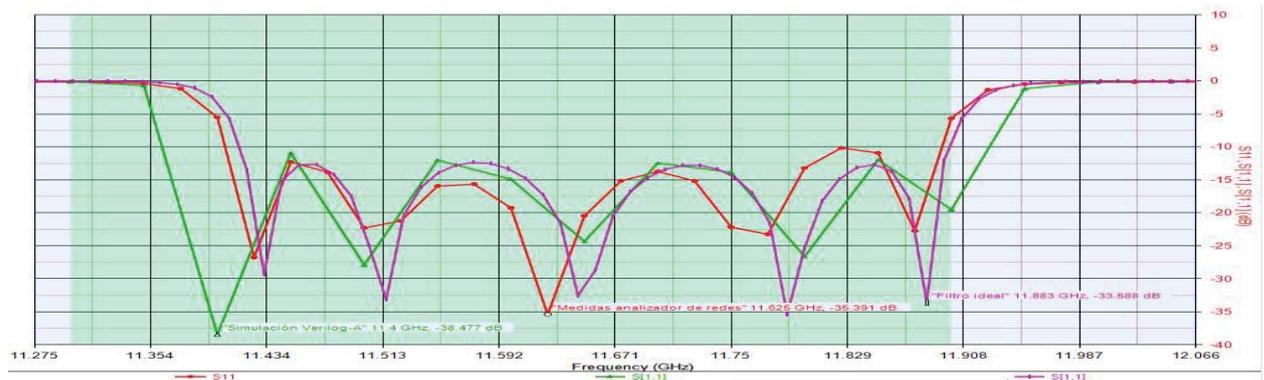


Figura 130. Optimización final del filtro 2. Comparativa del parámetro S_{11}

- Como se puede observar en la Figura 130, también se cumple que el parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ es muy similar al parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P. Para el mejor caso, el parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P tiene 35.391 dB de pérdidas a la frecuencia 11.625 GHz y a esa misma frecuencia el parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ tiene unas pérdidas de 32.528 dB. Casi idénticas.
- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ se asemeja al parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™. Si se compara a la frecuencia nombrada anteriormente 11.625 GHz, el parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ tiene 20.446 dB de pérdidas, parecido a las pérdidas obtenidas a la misma frecuencia de los parámetros (S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ es muy similar al parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P). Lógicamente la simulación de las aproximaciones de Macchiarella [2] tiene un margen de error respecto a medidas realizadas en el laboratorio y a la simulación del filtro ideal es por eso que tanto los valores obtenidos de S_{21} y S_{11} por parte de esta simulación son aceptables en comparación con respecto a medidas realizadas en el laboratorio y a la simulación del filtro ideal.

Finalmente se ha demostrado que la simulación realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ es muy aproximada a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y a la respuesta del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

En la Figura 131 se muestra el tiempo que ha necesitado el simulador Keysight Genesys™ para ajustar los valores de la guía de onda hasta conseguir máximas aproximaciones entre parámetros S_{21} y S_{11} .

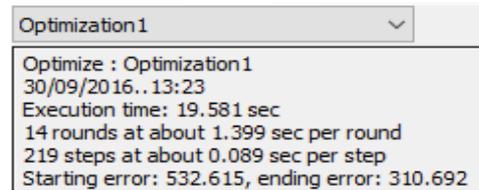
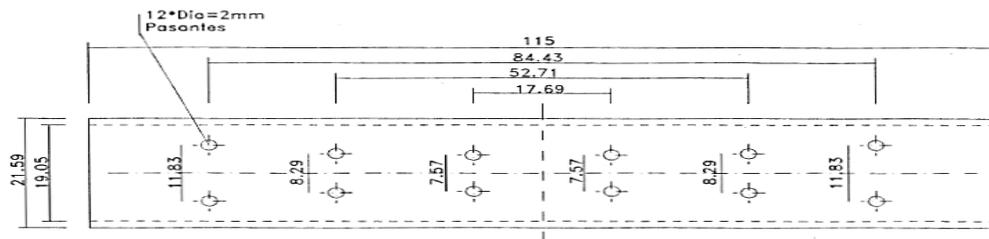


Figura 131. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 2.

Keysight Genesys™ ha tardado en estabilizar dichas medidas en torno a 19.581 sg en comparación con lo que se tardaría con un simulador electromagnético.

5.4 FILTRO 3.

En la Figura 132 se muestra el filtro 3 de 5 secciones 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 11,3 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía WR-75.



11.3 – 11.65

Figura 132. Dimensiones del filtro 3

5.4.1 Diseño del esquemático Filtro 3

Se calculará las distancias del centro del poste a la guía $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ y las distancias de línea de transmisión hasta cada poste $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ contando el radio de poste y sin contar el radio de poste

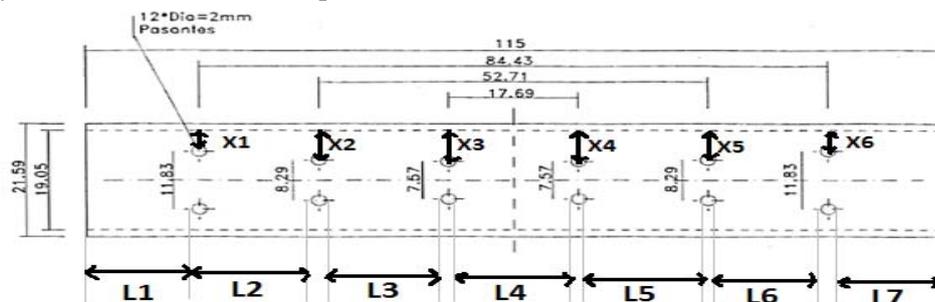


Figura 133. Dimensiones L y x del filtro 3.

- Calculamos L **contando el radio** de los postes:
 $L_1 = 15.9 \text{ mm}, L_2 = 15.855 \text{ mm}, L_3 = 17.51 \text{ mm}, L_4 = 17.69 \text{ mm}$
- Calculamos L **sin contar el radio** de los postes:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 15.9 \text{ mm} - \text{radio}(1\text{mm}) = \mathbf{14.2 \text{ mm}} \\
 L_2 &= 15.855 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{12.11 \text{ mm}} \\
 L_3 &= 17.51 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{15.43 \text{ mm}} \\
 L_4 &= 17.69 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{16.54 \text{ mm}}
 \end{aligned}$$

- Calculamos x (distancia del centro del poste a la guía):

$$x_1 = \mathbf{3.61 \text{ mm}}, x_2 = \mathbf{5.38 \text{ mm}}, x_3 = \mathbf{5.74 \text{ mm}}$$

- Como el filtro es simétrico se cumple que:

$$L_5 = L_3; L_6 = L_2; L_7 = L_1; x_4 = x_3; x_5 = x_2; x_6 = x_1$$

El substrato utilizado será ‘Aire’ y tendrá las mismas características que se ha explicado en filtros anteriores. 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 se utilizará el fichero “double_large.va” porque cumple con la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ siendo ‘c’ la distancia del centro del poste a la guía y ‘a’ la anchura de la guía.

Se crean dos esquemáticos: “Sch1” y “Sch2 (Sin_Radio_poste)”

- En el primer esquemático “Sch1” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **contando el radio**.
- En el primer esquemático “Sch2 (Sin_Radio_poste)” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **sin contar el radio**.

El filtro 3 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto en el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda: $a=0.01905 \text{ mm}$, $b=0.009525 \text{ mm}$. Para diseñar los esquemáticos se debe de seguir los mismos pasos que con el filtro 1 y filtro 2 ya que también es una guía de onda WR-75.

5.4.2 Primera representación Filtro 3

La figura 134 muestra el diseño del esquemático para modelar el filtro 3 de 5 secciones. Se crearán dos esquemáticos como la Figura 134 llamados: “Sch1” y Sch2 (Sin_Radio_poste)”. Para cada esquemático se debe de cambiar los valores de L (en el componente “TLX”) y x (en el componente “SP”). Los valores de L para el esquemático “Sch1” son los valores **contando el radio del poste** calculados anteriormente y los valores de L para el esquemático “Sch2 (Sin_radio_poste)” son los valores **sin contar el radio del poste** calculados anteriormente.

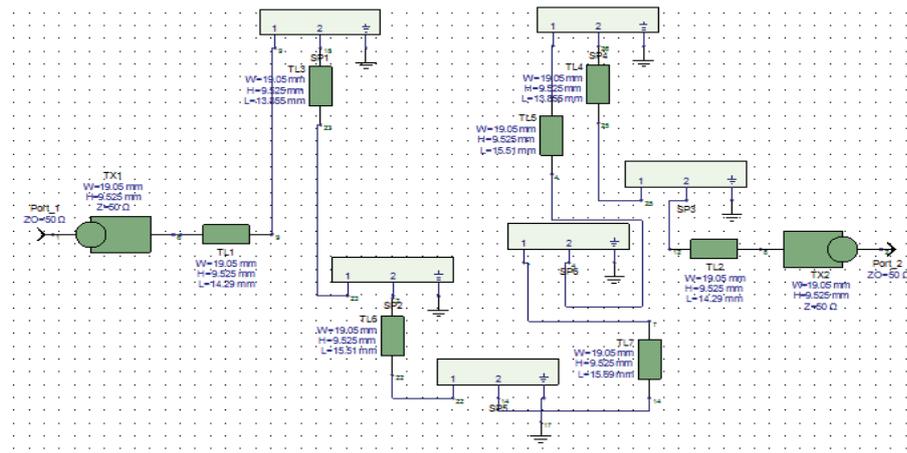


Figura 134. Esquemático del filtro 3 de 5 secciones en Keysight Genesys™.

En la Figura 135 representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{21} .
- La simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{21} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{21} .

Para validar las aproximaciones de Macchiarella [2] con respecto al filtro 3 se ha comparado las simulaciones realizadas mediante el Keysight Genesys™ de dicho filtro respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes.

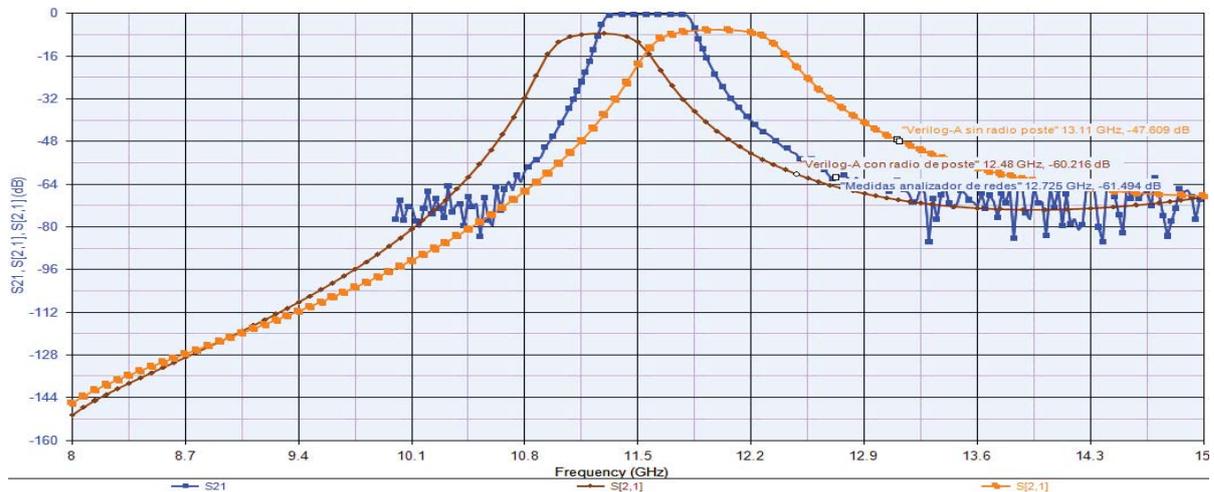


Figura 135. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Observando la Figura 135 se tienen las siguientes conclusiones:

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) está desplazada en torno a 0.25 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y tiene 8.319 dB respecto a dicho parámetro.

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) está desplazada en torno a 0.4 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y tiene 8.319 dB respecto a dicho parámetro.

En la Figura 136 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{11} .
- La simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{11} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{11} .

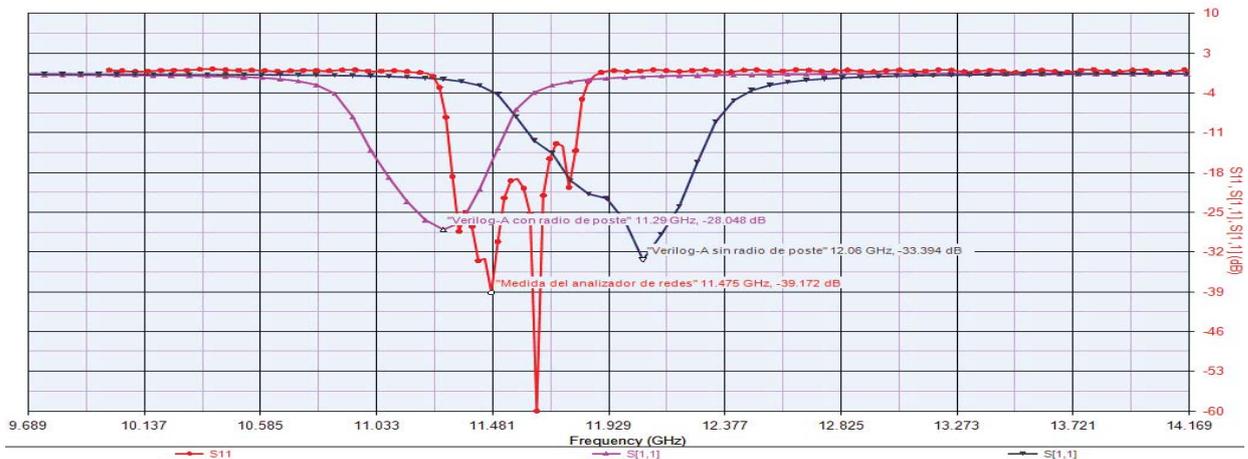


Figura 136. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}

Se observa en la Figura 136:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) presenta para el mejor caso unas pérdidas de 33.394 dB en la frecuencia de 12.06 GHz.
- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) tiene para el mejor caso unas pérdidas de 28.048 dB para la frecuencia 11.29 GHz.
- El parámetro S_{11} (de las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI) tiene para el mejor caso unas pérdidas de 60 dB para la frecuencia 11.65 GHz.

5.4.3 Primeras optimizaciones Filtro 3

Como se ha podido comprobar, los parámetros S_{21} como los S_{11} de las simulaciones realizadas del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ (contando el radio del poste y sin contar) tienen cierto

margen de error respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes. Por lo tanto, se sugiere realizar una optimización de forma que los siguientes parámetros de la guía de onda (X (distancia del centro del poste a la guía), R (radio del poste) y L (distancia entre postes de la guía)) son modificados hasta conseguir que la respuesta del parámetro S_{21} y el S_{11} (de las simulaciones de los filtros utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) sean lo más aproximadas a las respuestas S_{21} y el S_{11} (de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes).

Se han realizado varias optimizaciones antes de llegar a la óptima:

-Primera optimización:

Inicialmente se ha propuesto definir como variables la distancia L (distancia entre postes de la guía) y X (distancia del centro del poste a la guía) y R (el radio del poste). La Figura 137 muestra las variables y parámetros definidos.

```

1 a=19.050
2 b=9.525
3 Lc=2*a
4 L1=?14.29
5 L2=?15.3301264164488
6 L3=?16.5985313863542
7 L4=?16.8279241966275
8 L5=L3
9 L6=L2
10 L7=L1
11 X1=?4
12 X2=?5.39922045143861
13 X3=?6
14 X4=X3
15 X5=X2
16 X6=X1
17 R=?1.97

```

Figura 137. Primera optimización filtro 3, definición variables y parámetros de la guía.

Para la primera optimización se han definido los siguientes rangos de frecuencia que debe de tomar el parámetro el parámetro S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. En la Figura 138 se observan dichos rangos.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-40	dB	1	9.0	11.01	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	0	dB	100	11.325	11.8	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-40	dB	1	12.2	15.0	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-96	dB	1	11.325	11.8	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 138. Primera optimización filtro 3. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Estas condiciones de optimización son las siguiente:

- En el rango entre: 9.0 GHz a 11.01 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -40 dB.
- En el rango entre: 12.2 GHz a 15.0 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -40 dB.
- En el rango entre: 11.325 GHz a 11.775 GHz. El valor S_{11} ha de ser, con un peso de 1, menor que -96 dB.

A continuación, se definen más condiciones de optimización:

Inicialmente se propuso que el valor mínimo de L fuese L **sin contar radio** y el valor máximo de L fuese L **contando el radio** como aparece en la Figura 134. Sin embargo, no dio buen resultado, como muestra la Figura 139.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.29	15.29	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	13.855	15.855	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	15.51	17.51	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	15.69	17.69	None

Figura 139. Primera optimización filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Se observa en la Figura 140 que ha sido una mala optimización ya que:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) unas pérdidas de 6.41dB en el intervalo de 11.325 GHz a 11.875 GHz y tiene 0.14 GHz más banda en frecuencia lo que implicará pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no llegan a recibirse.

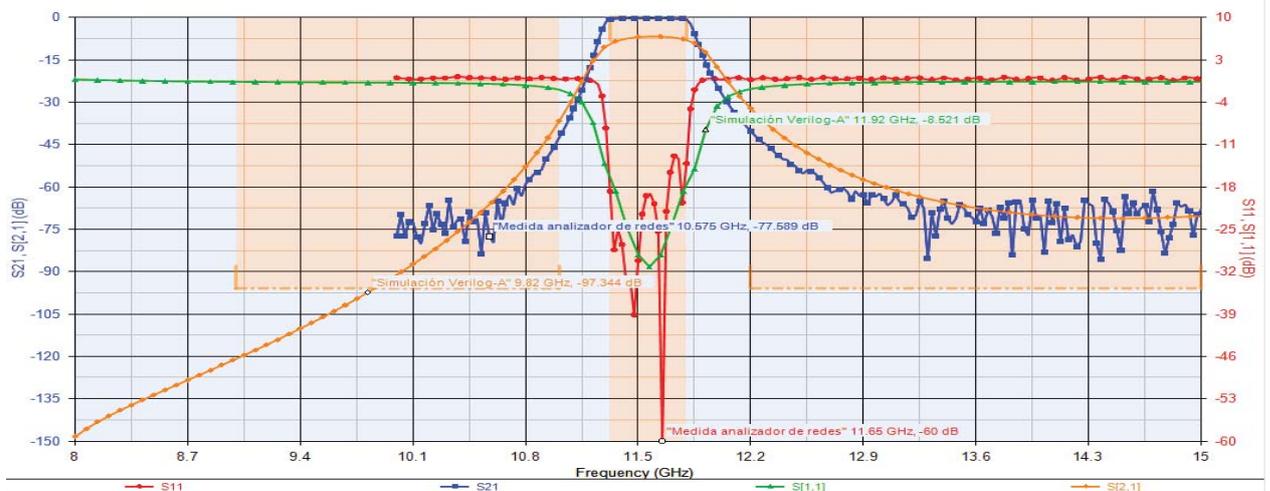


Figura 140. Primera optimización filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

-Segunda optimización:

Con objetivo de reducir las pérdidas en la banda de transición, se han modificado los rangos de la variable L a los mostrados en la Figura 141 pero como se puede comprobar, esta respuesta es peor que la representada en la Figura 140.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.2	15.2	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	12.11	16.1	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	15.43	17.43	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	16.54	17.54	None

Figura 141. Segunda optimización filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L

Las condiciones de optimización de los parámetros S_{21} y S_{11} son iguales que los mostrados en la Figura 138. Se puede observar en la Figura 142 se han reducido las pérdidas en la banda de paso consiguiendo tener ahora 4.239 dB de pérdidas del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) frente al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes). Sin embargo, se ha aumentado mucho el ancho de banda por lo que habrá muchas pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no se reciben.

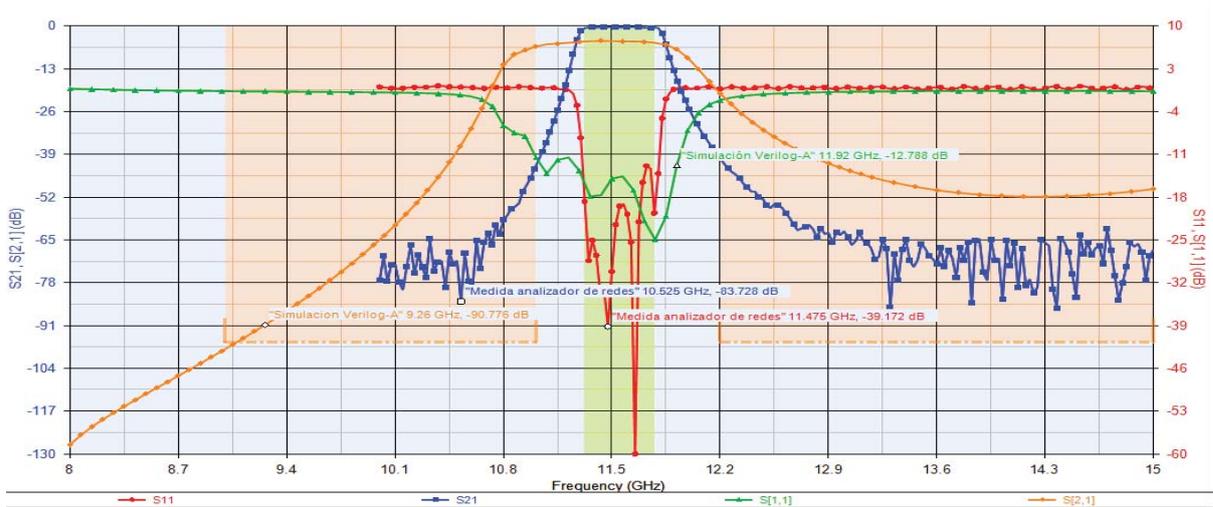


Figura 142. Segunda optimización filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

Para mejorar esta respuesta del filtro 3 se han realizado muchos más esquemáticos llegando a la optimización final que se explica a continuación

5.4.4 Optimización final Filtro 3

Finalmente se ha conseguido ajustar al máximo los rangos de las variables hasta tener los valores de la Figura 143.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.12	17.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	12.11	17.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	13.11	17.11	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	13.18	17.12	None
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL2.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL3.L			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\TL4.L			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.85	2.15	None
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP1.d			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP2.d			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP2.x			(mm)
<input type="checkbox"/>	Designs\Sch3OPT\SP1.x			(mm)
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X1	4.0	4.5	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X2	5.8	6.0	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X3	6.0	6.2	None

Figura 143. Optimización final filtro 3. Valores mínimos y máximos de la variable L , R y X .

- La longitud L_1 estará comprendida entre $14.12 < L_1 < 17.12$ mm.
- La longitud L_2 estará comprendida entre $12.11\text{mm} < L_2 < 17.12$ mm.
- La longitud L_3 estará comprendida entre $13.11\text{mm} < L_3 < 17.11$ mm.
- La longitud L_4 estará comprendida entre $13.18\text{mm} < L_4 < 17.12$ mm.
- La distancia del centro del poste a la guía X_1 estará comprendida entre $4\text{mm} < X_1 < 4.5$ mm.
- La distancia del centro del poste a la guía X_2 estará comprendida entre $5.8 \text{ mm} < X_2 < 6.0$ mm.
- La distancia del centro del poste a la guía X_3 estará comprendida entre $6.0 \text{ mm} < X_3 < 6.2$ mm.
- El diámetro de los postes R estará comprendido entre $1.9 \text{ mm} < R < 2.0$ mm.

Finalmente, el simulador ha estimado que los mejores valores que ajustan las medidas son:

$$L_1 = 14.12 \text{ mm}, L_2 = 15.528 \text{ mm}, L_3 = 16.803 \text{ mm}, L_4 = 16.879 \text{ mm},$$

$$L_5 = 16.803 \text{ mm}, L_6 = 15.528 \text{ mm}, L_7 = 14.12 \text{ mm}$$

$$X_1 = 4.067 \text{ mm}, X_2 = 5.803 \text{ mm}, X_3 = 6.086 \text{ mm}, X_4 = 6.086 \text{ mm}, X_5 = 5.803 \text{ mm},$$

$$X_6 = 4.067\text{mm}, R = 1.942\text{mm}$$

En la Figura 144 se ha representado:

- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P

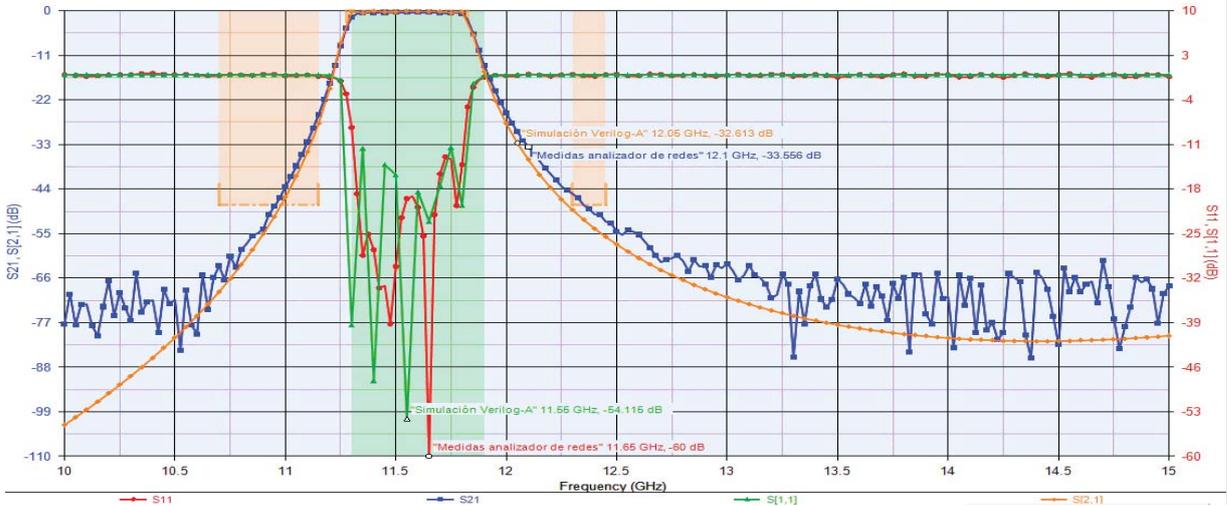


Figura 144. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 145:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.

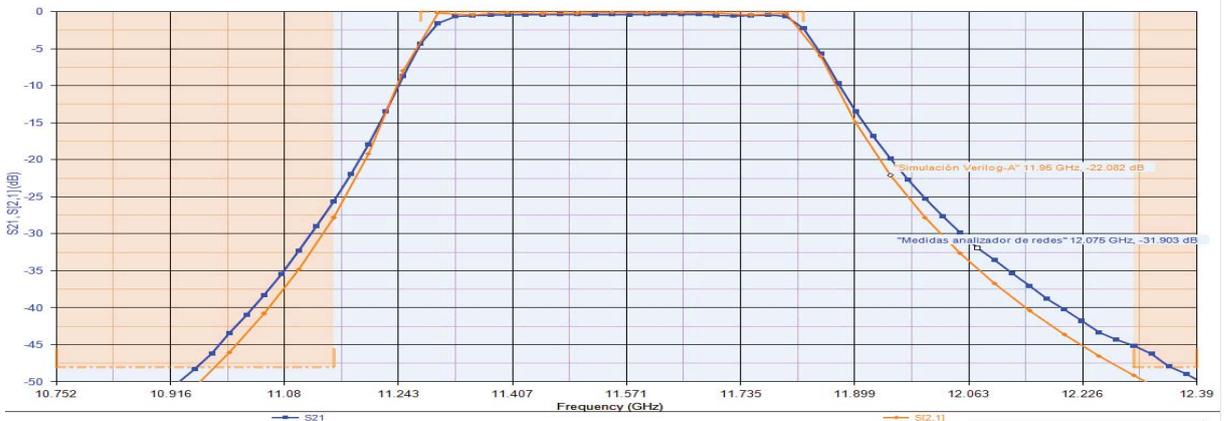


Figura 145. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21} .

Se ha conseguido reducir al máximo las pérdidas de potencia producidas en la banda de paso, de manera que la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene para el mejor caso, unas pérdidas de potencia de 0.281 dB en la banda de paso (11.325 GHz-11.8 GHz) frente a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P). Se debe de mantener un compromiso entre pérdidas en la banda de paso y anchura de la campana del filtro. Como consecuencia de haber reducido las pérdidas en la banda de paso, la respuesta del parámetro de Scattering S_{21} (obtenido a través de las aproximaciones de Macchiarella [2]) tiene una campana del filtro más pequeña que la respuesta del parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio. Por tanto, en ese intervalo de frecuencia donde ambas bandas de transición no están del todo ajustadas, la

respuesta de las aproximaciones de Macchiarella tendrá ciertas pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no llegan a recibirse.

A continuación, en la Figura 146 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.



Figura 146. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{11} .

Se pueden analizar de la Figura 146 las siguientes comparaciones:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene unas pérdidas de reflexión mejores que el parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P), para el mejor caso tiene a la frecuencia de 11.55 GHz unas pérdidas de reflexión de 54.11 dB. Para el peor caso se tiene a 11.8 GHz unas pérdidas de reflexión de 20.53 dB.
- El parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) tiene para algunas frecuencias, peores pérdidas de reflexión que la simulación realizadas de las aproximaciones de Macchiarella [2], para el mejor caso a 11.65 GHz se tiene unas pérdidas de 60 dB y en el peor caso a 11.775 GHz se tiene unas pérdidas de reflexión de 20.63dB.

5.4.5 Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]

A continuación, se realizará la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™.

Utilizando los filtros teóricos que contiene Keysight Genesys™, se ha comprobado que tanto el parámetro S_{21} como el S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja al parámetro S_{21} y el S_{11} (de la simulación de un filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 cuya impedancia de entrada es 50 Ω , resistencia de salida 50 Ω , y cuyo ancho de banda está comprendido entre 11290 MHz y 11840 MHz. En la Figura 147 se muestran las características del filtro ideal.

Input Resistance	50
Output Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11290
High Freq Cutoff (MHz)	11840
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.25
Attenuation at Cutoff (dB)	0.25
Resonator L (nH)	12

Figura 147. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 3.

En la Figura 148 se muestra el parámetro S_{21} y S_{11} del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™.

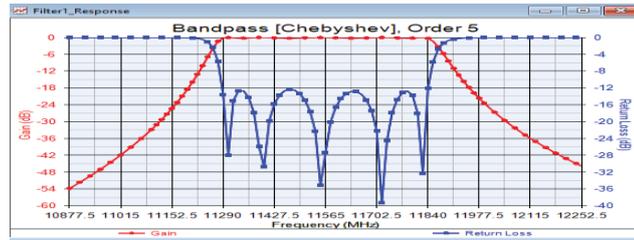


Figura 148. Representación filtro teórico que modela el filtro 3

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 149.

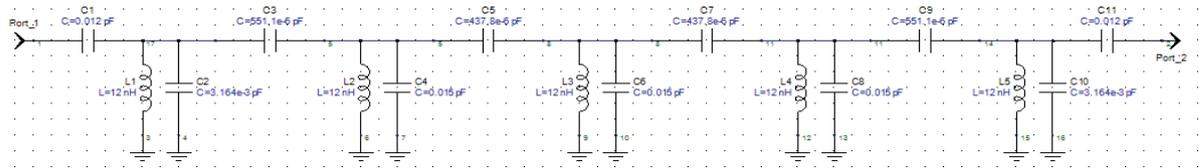


Figura 149. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 3.

A continuación, se representa en la Figura 150 los parámetros S_{21} y S_{11} de:

- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación realizada del filtro 3 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} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

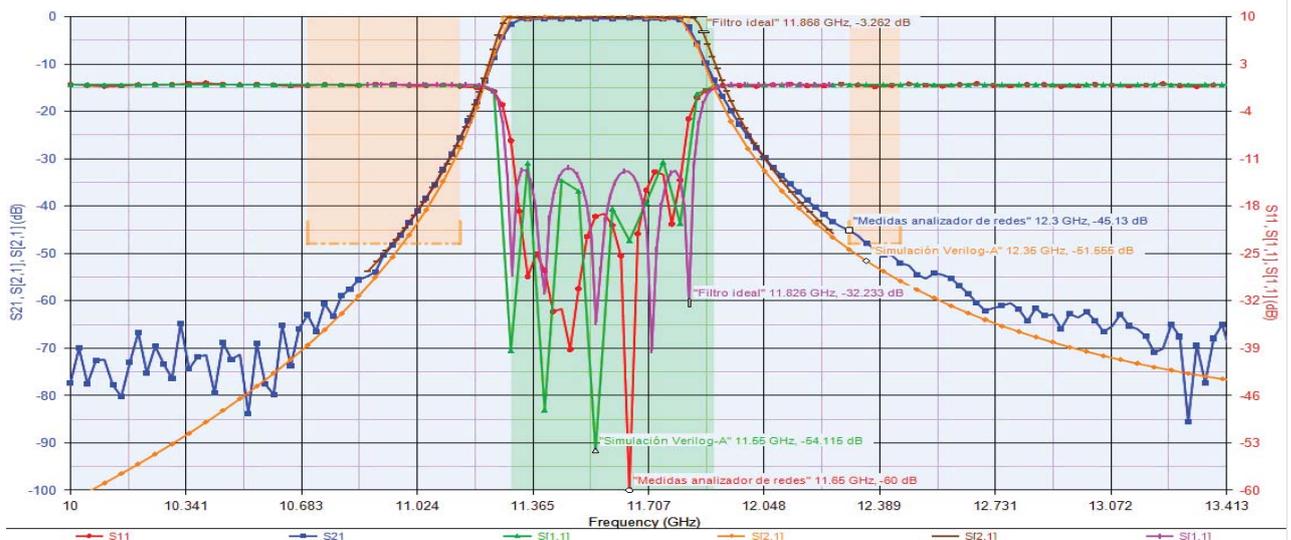


Figura 150. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 3

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 151:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

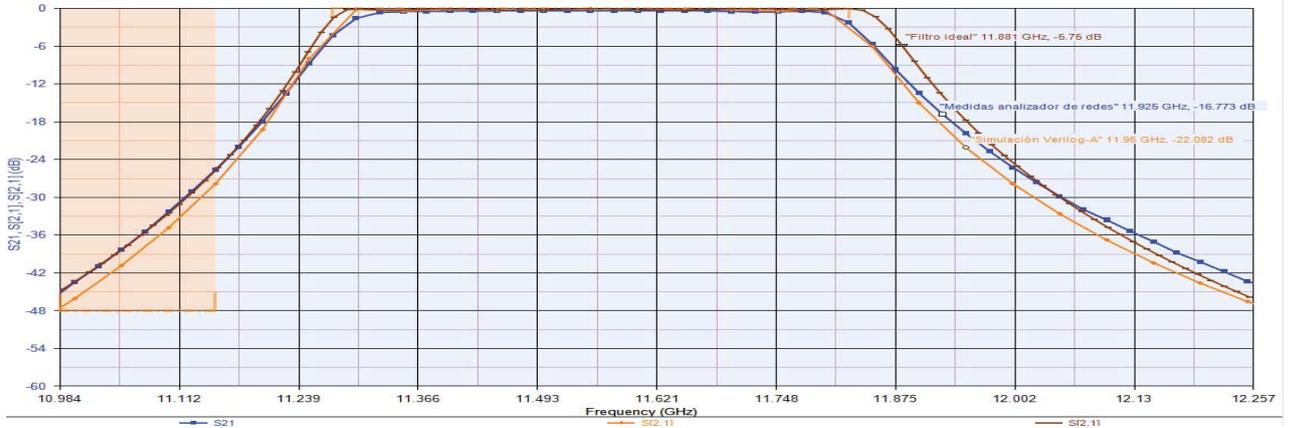


Figura 151. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{21}

- El parámetro S_{21} (del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ de la medida realizada en el laboratorio) tiene un alto grado de similitud con el parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes) únicamente presenta 0.04 GHz más de ancho de banda que el anterior parámetro. Es lógico que la respuesta del filtro teórico sea igual que la medida del analizador de redes ya que ésta es la medida real que tiene el filtro.
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta frente al parámetro S_{21} (del filtro teórico generado por Keysight Genesys™) para el mejor caso unas pérdidas de potencia de 0.281 dB en la banda de paso (11.325 GHz-11.8 GHz) y para el peor caso tiene una campana más estrecha frente al filtro ideal lo que significa que a esas frecuencias donde la banda de transición no está del todo ajustada habrá pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no se llegan a recibir.

A continuación, se ha representado en la Figura 152:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

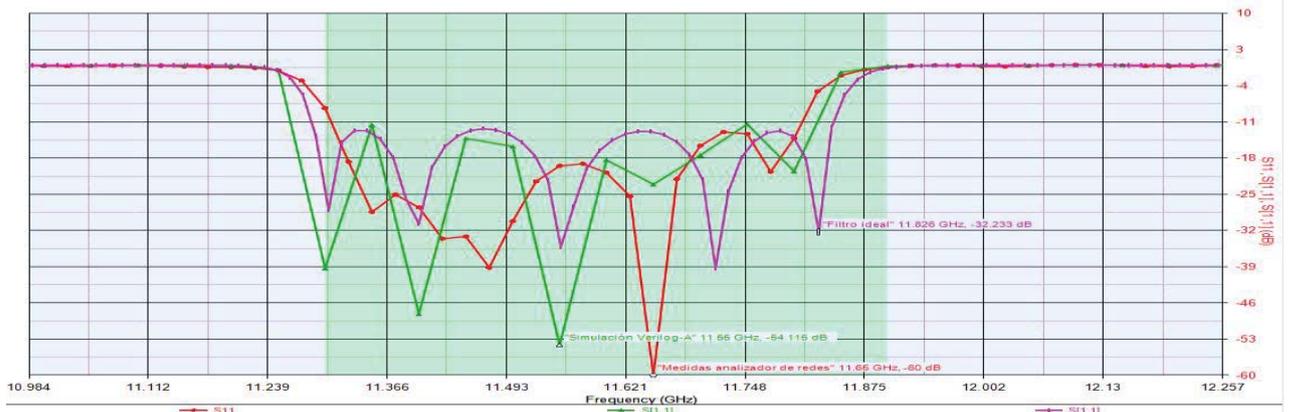


Figura 152. Optimización final del filtro 3. Comparativa del parámetro S_{11}

Se obtienen las siguientes conclusiones:

- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se asemeja a ambas respuestas, al parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) y al parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™).
- La respuesta del parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta en algunas frecuencias mejores pérdidas de reflexión que la respuesta del filtro ideal o las medidas del analizador de redes.
- A continuación, se compararán las pérdidas de reflexión de ambas gráficas a la frecuencia de 11.5 GHz. El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta 54.115 dB, a esa misma frecuencia, las pérdidas de reflexión de la medida del analizador de redes son de 60 dB y el filtro ideal tiene 35.17 dB, como podemos se tiene pérdidas muy parecidas e incluso el filtro ideal presenta peores pérdidas que el resto. A frecuencia 11.8 GHz la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 20.53 dB, las medidas del analizador de redes presentan 20.63 dB y el filtro teórico 32.23 dB.

Finalmente se ha demostrado que la simulación realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ es muy aproximada a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y a la respuesta del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

En la Figura 153 se muestra el tiempo que ha necesitado el simulador Keysight Genesys™ para ajustar los valores de la guía de onda hasta conseguir máximas aproximaciones entre parámetros S_{21} y S_{11}

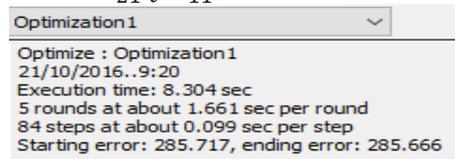
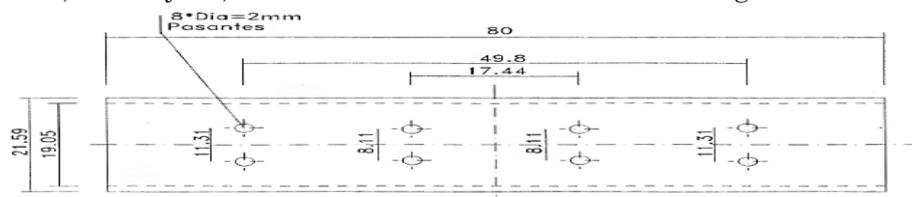


Figura 153. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 3.

Keysight Genesys™ ha tardado en estabilizar dichas medidas en torno a 8.304 sg en comparación con lo que se tardaría con un simulador electromagnético.

5.5 FILTRO 4

En la Figura 154 se muestra el filtro 4 de 3 secciones 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 11,3 GHz y 11,65 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-75**.



11.3 — 11.65

Figura 154. Dimensiones del filtro 4

5.5.1 Diseño del esquemático Filtro 4

Se calculará las distancias del centro del poste a la guía $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ y las distancias de línea de transmisión hasta cada poste $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ contando el radio de poste y sin contar el radio de poste.

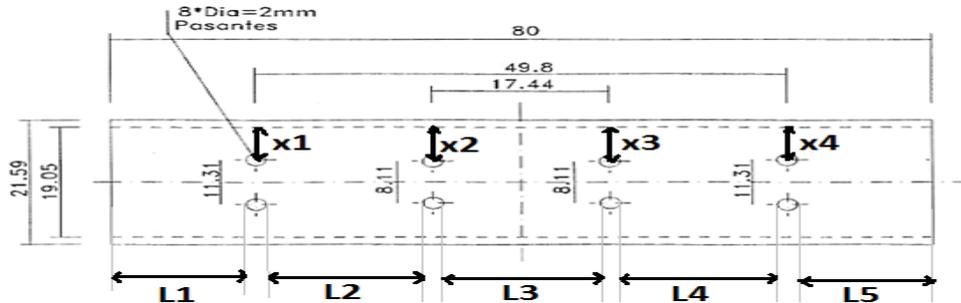


Figura 155. Dimensiones L y x del filtro 4.

- Calculamos L **contando el radio** de los postes:

$$L_1 = 15.1 \text{ mm}, L_2 = 16.18 \text{ mm}, L_3 = 15.44 \text{ mm}$$

- Calculamos L **sin contar el radio** de los postes:

$$\begin{aligned} L_1 &= 15.1 \text{ mm} - \text{radio}(1\text{mm}) = 14.1 \text{ mm} \\ L_2 &= 16.18 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 14.18 \text{ mm} \\ L_3 &= 15.44 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 15.44 \text{ mm} \\ L_4 &= 16.18 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = 14.18 \text{ mm} \end{aligned}$$

- Calculamos x ((distancia del centro del poste a la guía):

$$x_1 = 3.87 \text{ mm}, x_2 = 5.47 \text{ mm}$$

- Como el filtro es simétrico se cumple que:

$$L_4 = L_2; L_5 = L_1; x_3 = x_2; x_4 = x_1$$

El substrato utilizado será 'Aire' y tendrá las mismas características que se han explicado en el filtro 1. Se ha diseñado el filtro 4 de 3 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 3 se necesitarán: 2 transiciones coaxial-guía, 5 líneas de transmisión y 4 componentes genéricos SP para introducir el correspondiente fichero Verilog-A. Para el filtro 4 se utilizará el fichero "double_large.va" porque cumple con la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ siendo 'c' la distancia del centro del poste a la guía y 'a' la anchura de la guía.

Se crean dos esquemáticos: "Sch1" y "Sch2 (Sin_Radio_poste)"

- En el primer esquemático "Sch1" se añade a cada componente "TLX" las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **contando el radio**.
- En el primer esquemático "Sch2 (Sin_Radio_poste)" se añade a cada componente "TLX" las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **sin contar el radio**.

El filtro 4 es una guía de onda rectangular WR-75 por tanto en el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda: $a=0.01905$ mm, $b=0.009525$ mm.

5.5.2 Primera representación Filtro 4

La figura 156 muestra el diseño del esquemático para modelar el filtro 4 de 3 secciones. Se crearán dos esquemáticos como la Figura 156 llamados: “Sch1” y Sch2 (Sin_Radio_poste). Para cada esquemático se debe de cambiar los valores de L (en el componente “TLX”) y x (en el componente “SP”). Los valores de L para el esquemático “Sch1” son los valores **contando el radio del poste** calculados anteriormente y los valores de L para el esquemático “Sch2 (Sin_radio_poste)” son los valores **sin contar el radio del poste** calculados anteriormente.

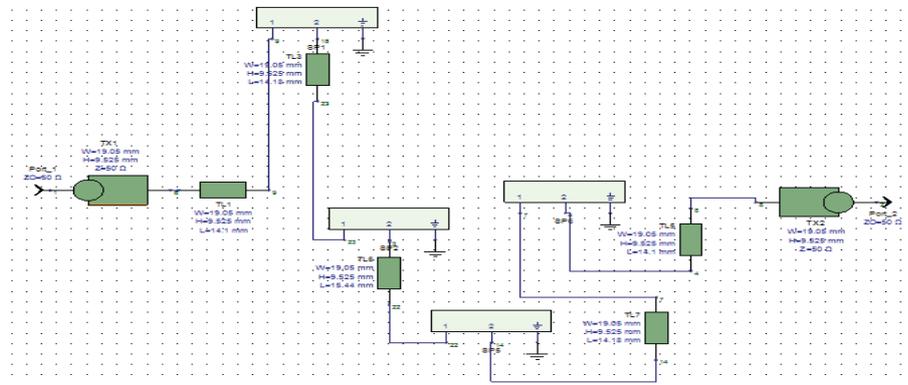


Figura 156. Esquemático del filtro 4 de 3 secciones en Keysight Genesys™.

En la Figura 157 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{21} .
- La simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{21} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{21} .

Para validar las aproximaciones de Macchiarella [2] con respecto al filtro 4 se ha comparado las simulaciones realizadas mediante el Keysight Genesys™ de dicho filtro respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes.

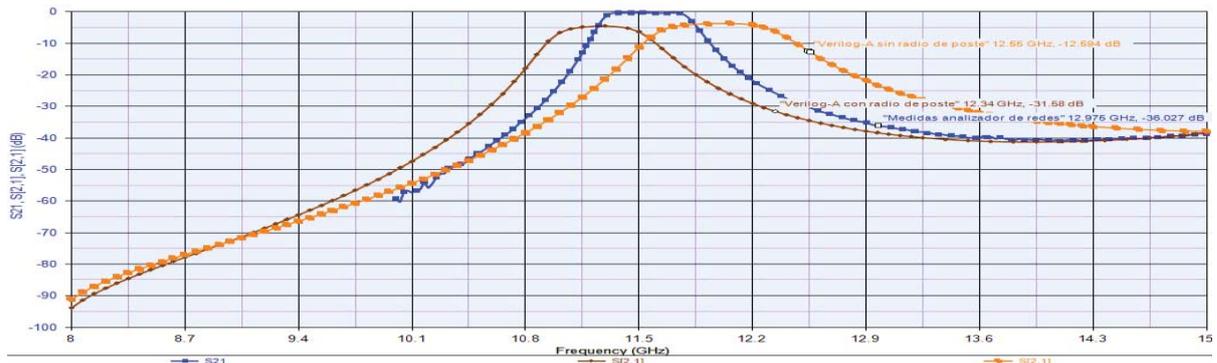


Figura 157. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

Como podemos observar, utilizando dichos datos de x , L sin radio y L con radio no conseguimos aproximar el parámetro S_{21} al parámetro S_{21} de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes.

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) está desplazada en torno a 0.275 GHz con respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y tiene unas pérdidas de 3.432 dB respecto al anterior parámetro.
- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) está desplazada en torno a 0.42 GHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) y tiene unas pérdidas de 3.432 dB respecto al anterior parámetro.

En la Figura 158 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{11} .
- La simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{11} .
- Las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI S_{11} .

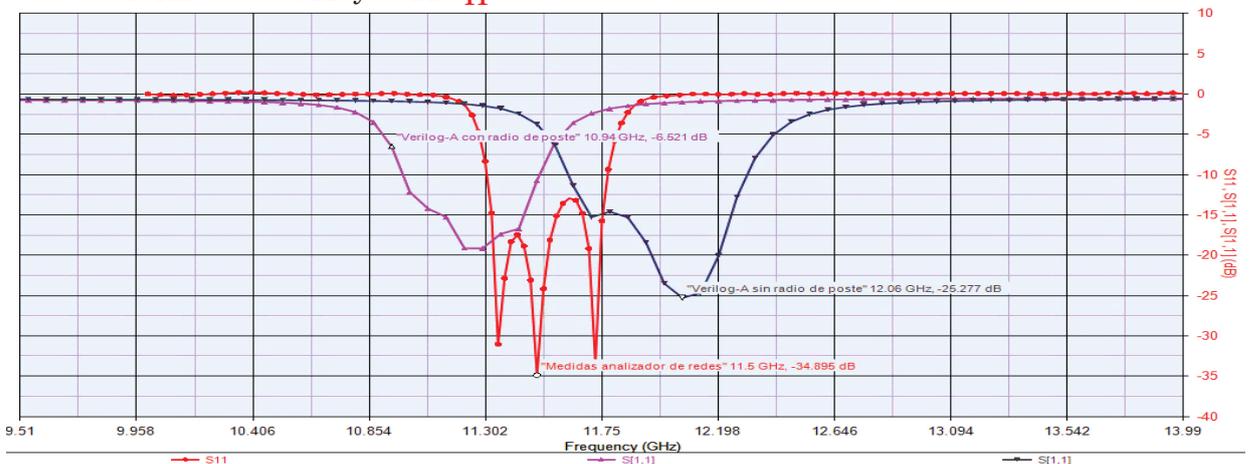


Figura 158. Comparación de respuestas del parámetro S_{11}

Se observa en la Figura 158:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) tiene para el mejor caso 25.77 dB de pérdidas a 12.06 GHz y para el peor caso 15.756 dB de pérdidas a la frecuencia 11.675 GHz.
- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) tiene

para el peor caso unas pérdidas de reflexión de 17.418 dB a la frecuencia 11.43 GHz y para el mejor caso tiene unas pérdidas de 18.344 dB para la frecuencia 11.4 GHz.

- El parámetro S_{11} (de las medidas realizadas en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P y .CTI) tiene para el mejor caso unas pérdidas de 34.985 dB para la frecuencia 11.5 GHz y para el peor caso unas pérdidas de 31.057 dB a la frecuencia 11.35 GHz.

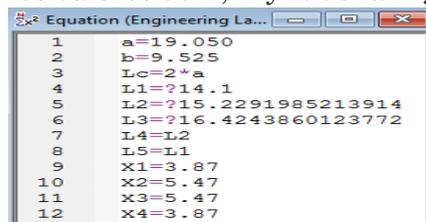
Como conclusión cabe decir que los parámetros S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2]) son peores para el filtro 4 de 3 secciones, se tienen más pérdidas en la banda de paso que la medida realizada mediante el analizador de redes, lo que implicará que se reflejará más potencia.

5.5.3 Primera representación Filtro 4

Como se ha podido comprobar, los parámetros S_{21} como los S_{11} de las simulaciones realizadas del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ (contando el radio del poste y sin contar) tienen cierto margen de error respecto a las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes. Por lo tanto, se sugiere realizar una optimización de forma que los siguientes parámetros de la guía de onda (X (distancia del centro del poste a la guía), R (radio del poste) y L (distancia entre postes de la guía)) son modificados hasta conseguir que la respuesta del parámetro S_{21} y el S_{11} (de las simulaciones de los filtros utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) sean lo más aproximadas a las respuestas S_{21} y el S_{11} (de las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes).

-Primera optimización:

Inicialmente se propusieron los valores de L, X y R de la Figura 159.



```

Equation (Engineering La...
1 a=19.050
2 b=9.525
3 Lc=2*a
4 L1=714.1
5 L2=715.2291985213914
6 L3=716.4243860123772
7 L4=L2
8 L5=L1
9 x1=3.87
10 x2=5.47
11 x3=5.47
12 x4=3.87

```

Figura 159. Primera optimización filtro 4, definición variables y parámetros de la guía.

Para la primera optimización se han definido los siguientes rangos de frecuencia que debe de tomar el parámetro S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. En la Figura 160 se observan dichos rangos.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	>	0	dB	100	11.36	11.7	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-66	dB	1	8.0	10.775	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-66	dB	1	12.4	14.0	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-70	dB	1	11.36	11.7	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 160. Primera optimización filtro 4. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Estas condiciones de optimización son las siguiente:

- En el rango entre: 8.0 GHz a 10.775 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -66 dB.

- En el rango entre: 12.4 GHz a 14.0 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -66 dB.
- En el rango entre: 11.36 GHz a 11.7 GHz. El valor S_{11} ha de ser, con un peso de 1, menor que -70 dB.
- En el rango entre: 11.36 GHz a 11.7 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 100, igual a 0 dB. Aunque se ha establecido esta condición con un peso de 100, no se ha conseguido adaptar bien la medida.

Inicialmente se propuso que el valor mínimo de L fuese L **sin contar radio** y el valor máximo de L fuese L **contando el radio** como muestra la Figura 161. Sin embargo, no dio buen resultado como muestra la Figura 161.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	14.1	15.1	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	14.18	16.18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	15.44	17.44	None

Figura 161. Primera optimización filtro 4. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Se observa en la Figura 162 que ha sido una mala optimización ya que:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) unas pérdidas de 3.681 dB en el intervalo de 11.36 GHz a 11.7 GHz y tiene 0.19 GHz más banda en frecuencia en la banda de transición derecha y 0.05 GHz más en la banda de transición izquierda lo que se traduce en pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no llegan a recibirse.

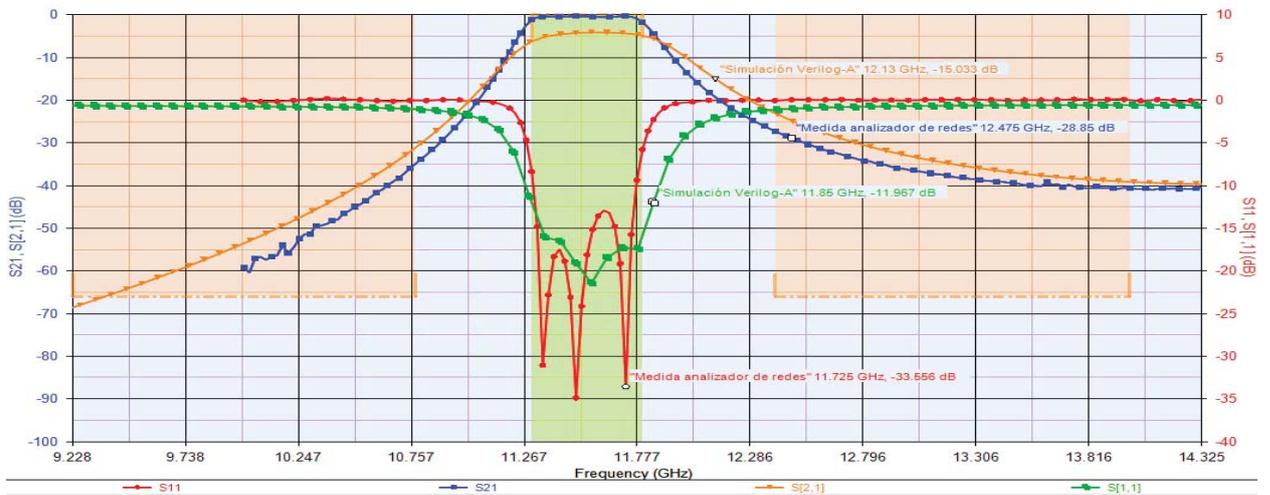


Figura 162. Primera optimización filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

-Segunda optimización:

Con objetivo de reducir las pérdidas en la banda de paso y ajustar la banda de transición del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) se ha propuesto introducir como variables X (distancia del centro poste a la guía) y R (radio del poste) y se han definido los siguientes rangos de la Figura 163.

<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.R	1.85	2.1	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L1	20	20.3	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L2	15.4	15.8	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.L3	16.3	16.7	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.X1	4.1	4.3	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.X2	5.2	5.3	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.X3	5.4	5.6	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation.X4	4.2	4.3	None

Figura 163. Segunda optimización filtro 4, definición variables y parámetros de la guía

A pesar de haber definido más parámetros de la guía, la optimización no ha sido la deseada como se puede observar en la Figura 164 ya que:

- Aunque se haya conseguido mejorar las pérdidas en la banda del paso del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio utilizando un analizador de redes) teniendo ahora 3.867 dB de pérdidas respecto a dicho parámetro, ahora se tiene 0.285 GHz más de banda en frecuencia a la derecha y 0.145 GHz más en la banda de transición izquierda por tanto además de tener pérdidas de potencia, se tendrán pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no se recibe.

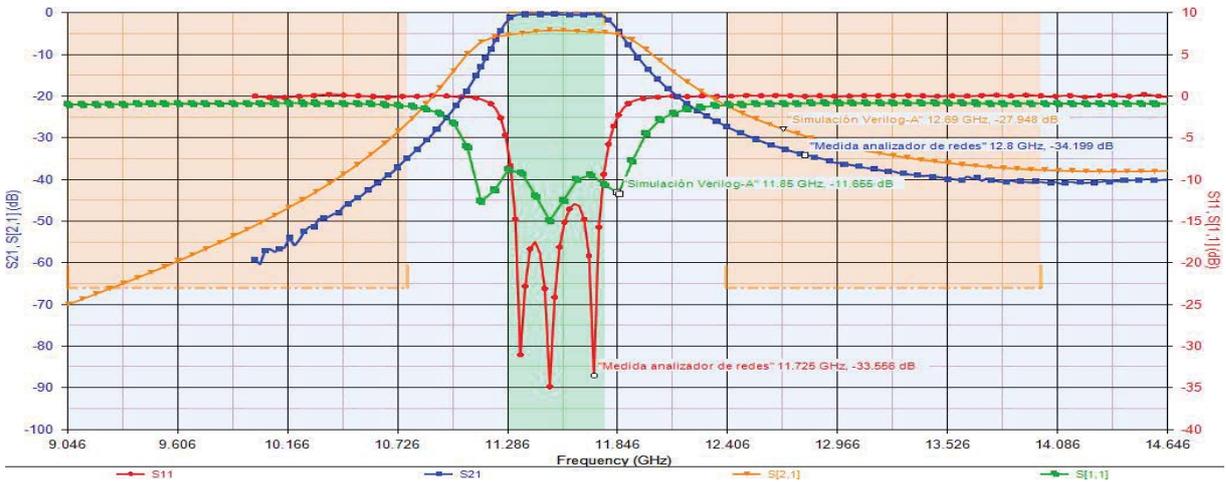


Figura 164. Segunda optimización filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

5.5.4 Optimización final Filtro 4

Para adaptar mejor los parámetros se propuso modificar de nuevo el rango de L, X y R. En la Figura 165 se muestran los rangos de los parámetros del filtro 4 que mejor optimización presentan.

<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	14.10	14.12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	15.6	15.621	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	16.7	16.724	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.9	2	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X1	4.0	4.087	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X2	5.79	5.8	None

Figura 165. Optimización final filtro 4. Valores mínimos y máximos de la variable L y X.

- La longitud L_1 estará comprendida entre $14.10\text{mm} < L_1 < 14.12\text{ mm}$.
- La longitud L_2 estará comprendida entre $15.6\text{mm} < L_2 < 15.621\text{ mm}$.
- La longitud L_3 estará comprendida entre $16.7\text{mm} < L_3 < 16.724\text{ mm}$.
- El diámetro de los postes R está comprendido entre $1.9\text{mm} < R < 2\text{ mm}$.

- La distancia del centro del poste a la guía X_1 estará comprendida entre $4\text{mm} < X_1 < 4.087\text{ mm}$.
- La distancia del centro del poste a la guía X_2 estará comprendida entre $5.79\text{mm} < X_2 < 5.8\text{ mm}$.

Finalmente, el simulador ha estimado que los mejores valores que ajustan las medidas son:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 14.1\text{ mm}, L_2 = 15.6\text{ mm}, L_3 = 16.713\text{ mm}, L_4 = 15.6\text{ mm}, \\
 L_5 &= 14.1\text{ mm}, L_6 = 15.544\text{ mm}, L_7 = 14.12\text{ mm} \\
 X_1 &= 4.076\text{ mm}, X_2 = 5.8\text{ mm}, X_3 = 5.8\text{ mm}, X_4 = 4.056\text{ mm}, X_5 = 5.8\text{ mm}, \\
 X_6 &= 4.067\text{ mm}, R = 1.938\text{ mm}
 \end{aligned}$$

En la Figura 166 se ha representado:

- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.

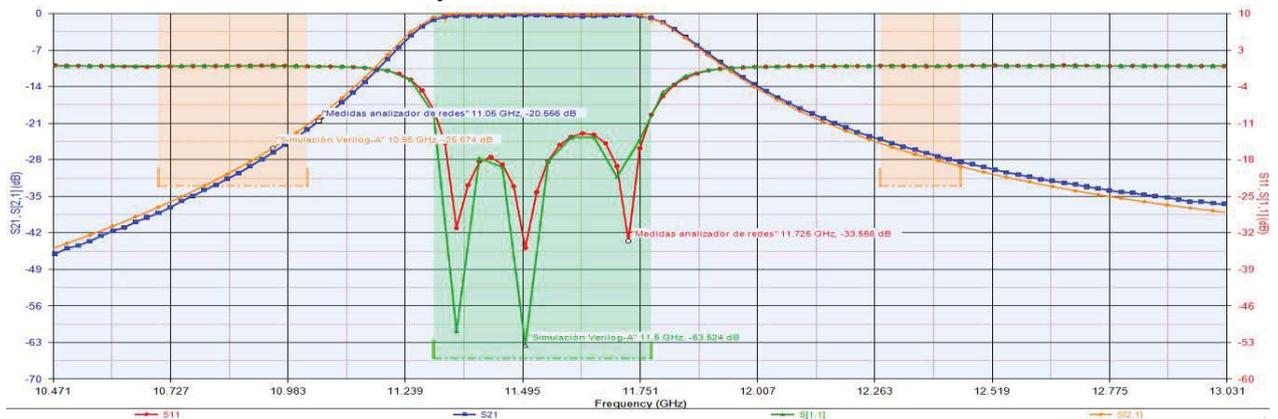


Figura 166. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 167:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.



Figura 167. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21} .

Como se puede observar, el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight

Genesys™) tiene un alto grado de coincidencia con respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P).

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta en el intervalo 11.325 GHz a 11.775 GHz unas pérdidas 0.219 dB respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) para el peor caso, la campana del filtro de las aproximaciones de Macchiarella es un poco más ancha que la medida realizada del analizador de redes por lo que tendrá dicho filtro pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se cuelan.

A continuación, en la Figura 168 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.

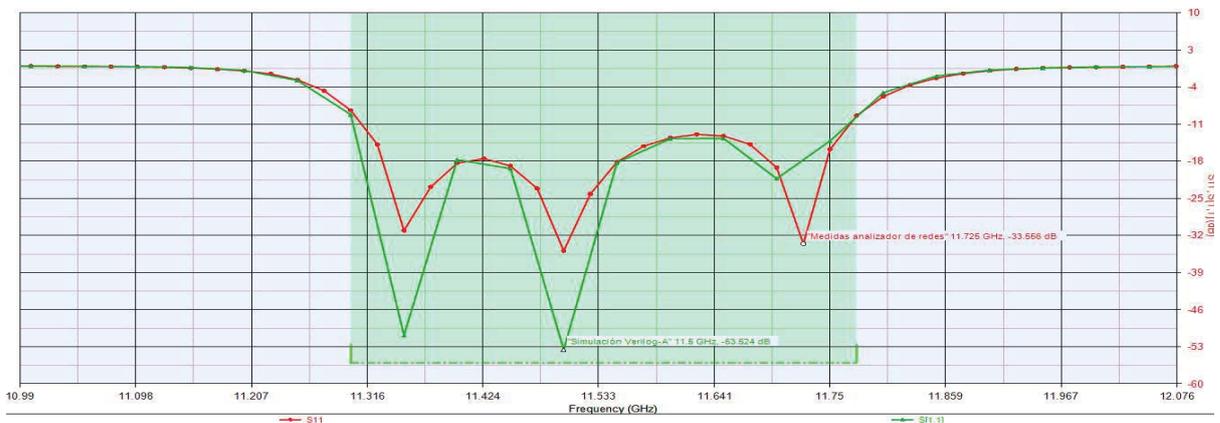


Figura 168. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{11} .

Como se puede observar, el parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja al parámetro S_{11} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) incluso para ciertas frecuencias presenta mejores pérdidas de reflexión frente a las medidas realizadas en el analizador de redes. Por ejemplo, a la frecuencia 11.35 GHz la respuesta de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 50.82 dB y la medida realizada mediante el analizador de redes de 31.057 dB. A la frecuencia de 11.725 GHz la respuesta de las aproximaciones de Macchiarella presenta 19.17 dB y la medida del analizador de redes presenta 33.55 dB.

5.5.5 Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]

A continuación, se realizará la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™.

Utilizando los filtros teóricos que contiene Keysight Genesys™, se ha comprobado que tanto el parámetro S_{21} como el S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja al parámetro S_{21} y el S_{11} (de la simulación de un filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 3 cuya impedancia de entrada es 50 Ω , resistencia de salida 50 Ω , cuyo ancho de banda está comprendido entre 11,325 GHz y 11,779 GHz. En la Figura 169 se muestran las características del filtro ideal.

Input Resistance	50
Output Resistance	50
Low Freq Cutoff (MHz)	11325
High Freq Cutoff (MHz)	11779
Order	3
Passband Ripple (dB)	0.25
Attenuation at Cutoff (dB)	0.25
Resonator L (nH)	12

Figura 169. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 4

En la Figura 170 se muestra el parámetro S_{21} y S_{11} del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 3 que diseña el asistente Keysight Genesys™.

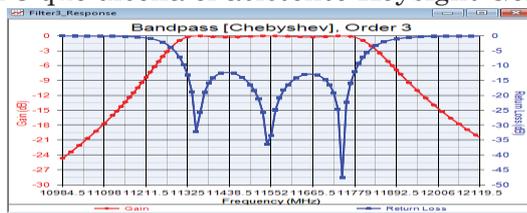


Figura 170. Representación filtro teórico que modela el filtro 4

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como se muestra en de la Figura 171.

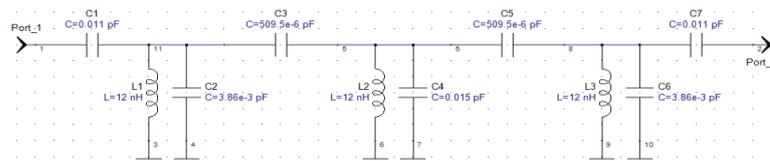


Figura 171. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 4.

A continuación, se representa en la Figura 172 los parámetros S_{21} y S_{11} de:

- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación realizada del filtro 4 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} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

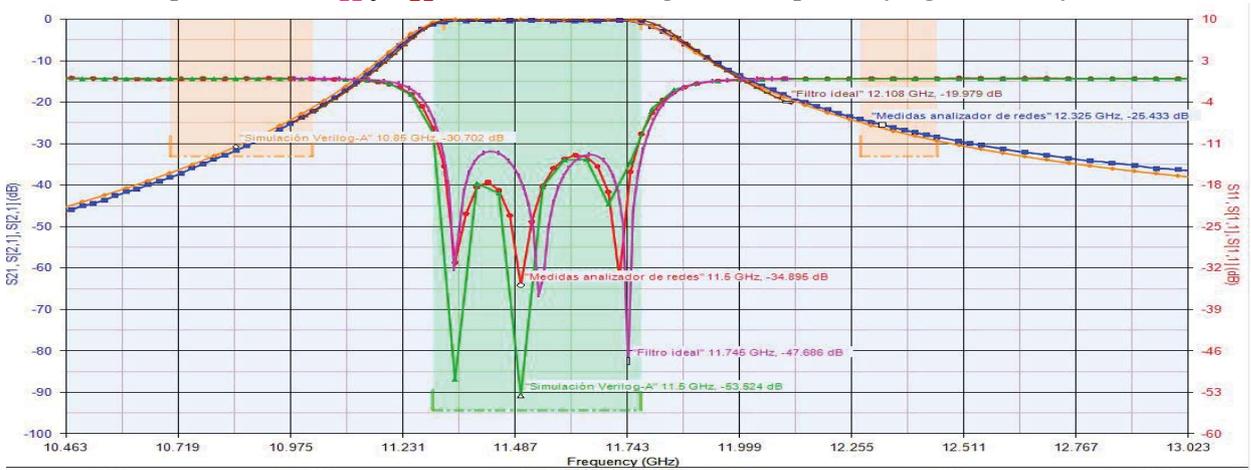


Figura 172. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 4

Para visualizar de manera detallada los parámetros S_{21} de las gráficas de las correspondientes medidas y simulaciones se representa en la Figura 173:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

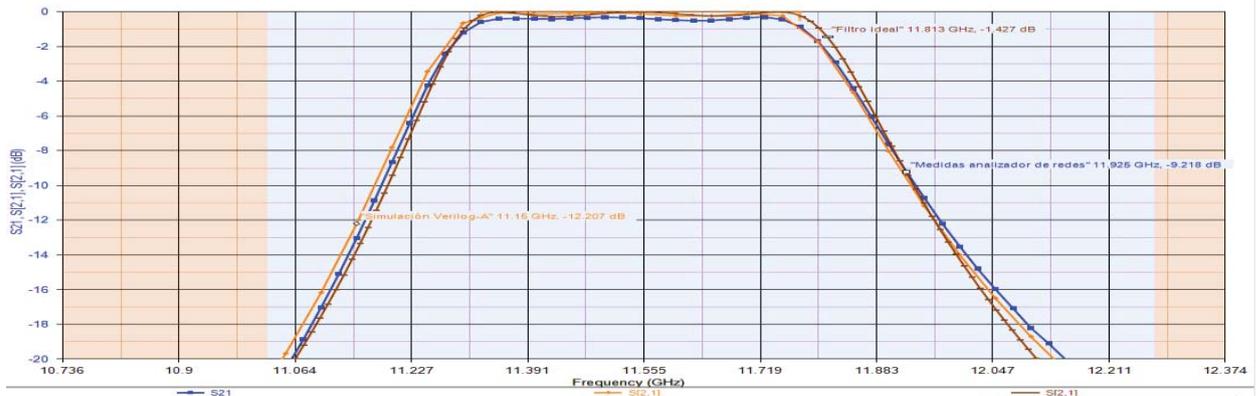


Figura 173. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{21}

- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ tiene un alto grado de coincidencia con respecto al parámetro S_{21} (de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P) y con respecto al parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™). El filtro teórico tiene 0.04 GHz más ancho de banda respecto a las demás respuestas representadas pero aun así el ancho de la campana es el mismo.
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta en el intervalo 11.325 GHz a 11.775 GHz unas pérdidas de potencia de 0.219 dB respecto al parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

A continuación, se representan en la Figura 174 los parámetros S_{11} de las correspondientes simulaciones y medidas:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.
- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

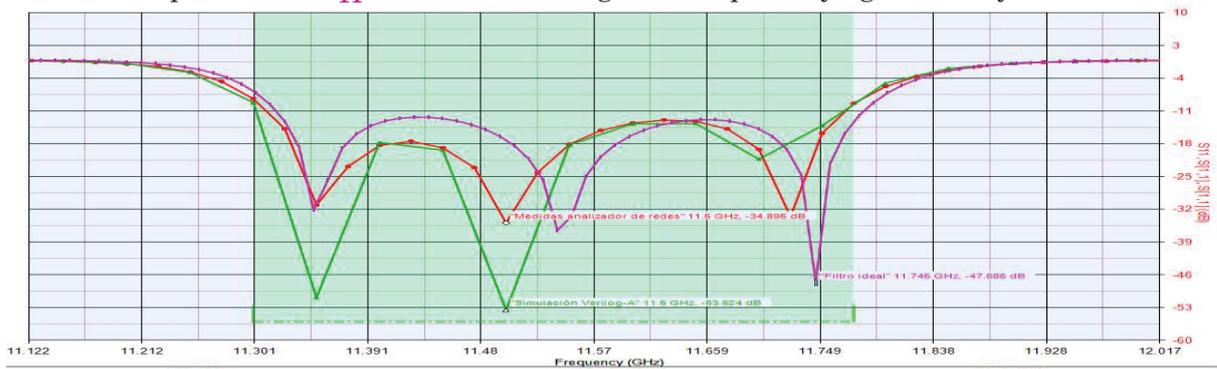


Figura 174. Optimización final del filtro 4. Comparativa del parámetro S_{11}

- Se puede observar una gran similitud entre el parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ y el parámetro S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P. Incluso para ciertas frecuencias, el parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta mejores pérdidas de reflexión.
- Si comparamos los parámetros S_{11} a la frecuencia de 11.35 GHz, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 19.17 dB, las medidas del analizador de redes y el filtro teórico presentan 31.057 dB. A la frecuencia de 11.745 GHz, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 19.17 dB, las medidas del analizador de redes presentan 33.55 dB y el filtro teórico presentan 47.68 dB.

Finalmente se ha demostrado que la simulación realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ es muy aproximada a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y a la respuesta del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

En la Figura 175 se muestra el tiempo que ha necesitado el simulador Keysight Genesys™ para ajustar los valores de la guía de onda hasta conseguir máximas aproximaciones entre parámetros S_{21} y S_{11}

```

Optimization 1
Optimize : Optimization 1
21/10/2016.. 10:12
Execution time: 6.824 sec
7 rounds at about 0.975 sec per round
79 steps at about 0.086 sec per step
Starting error: 184.792, ending error: 184.71

```

Figura 175. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 4.

Keysight Genesys™ ha tardado en estabilizar dichas medidas en torno a 6.824 sg en comparación con lo que se tardaría con un simulador electromagnético.

5.6 Comparativa de la respuesta de un filtro doble poste simulado electromagnéticamente con la simulación implementada en Verilog-A.

En la Figura 176 se muestra el filtro de **5 secciones** con respuesta de tipo Chebyshev. La frecuencia central del diseño es 9.6 GHz y los límites inferior y superior de la banda de paso son 9.6 GHz y 10.25 GHz. Este filtro está fabricado en guía **WR-90**.

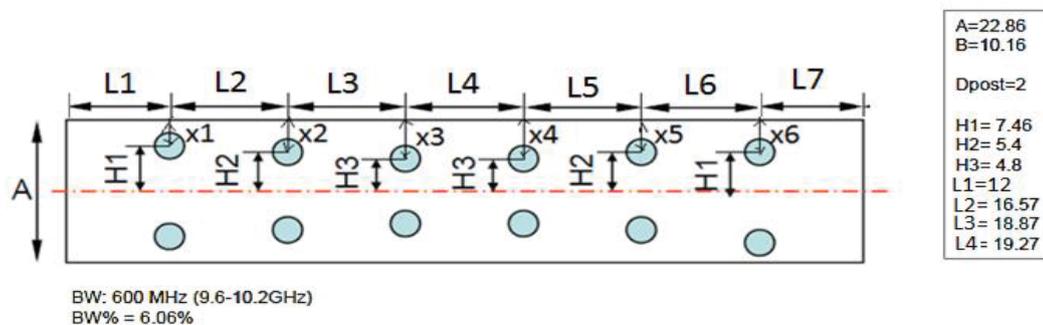


Figura 176. Dimensiones del filtro 5

5.6.1 Diseño del esquemático Filtro 5

Lo primero que se hará será obtener las distancias del centro del poste a la guía $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6$ y las distancias de línea de transmisión hasta cada poste $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ contando el radio de poste y sin contar el radio de poste 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 CST.

- Calculamos L **contando el radio** de los postes:

$$L_1 = 12 \text{ mm}, L_2 = 16.57 \text{ mm}, L_3 = 18.87 \text{ mm}, L_4 = 19.27 \text{ mm}$$

- Calculamos L **sin contar el radio** de los postes:

$$\begin{aligned} L_1 &= 12 \text{ mm} - \text{radio}(1\text{mm}) = \mathbf{11 \text{ mm}} \\ L_2 &= 16.57 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{14.57 \text{ mm}} \\ L_3 &= 18.87 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{16.87 \text{ mm}} \\ L_4 &= 19.27 \text{ mm} - 2 \text{ veces el radio}(2\text{mm}) = \mathbf{17.27 \text{ mm}} \end{aligned}$$

- Calculamos x (distancia del centro del poste a la guía):

$$x_1 = \mathbf{3.87 \text{ mm}}, x_2 = \mathbf{6.03 \text{ mm}}, x_3 = \mathbf{6.63 \text{ mm}}$$

- Como el filtro es simétrico se cumple que:

$$L_5 = L_3; L_6 = L_2; L_7 = L_1; x_4 = x_3; x_5 = x_2; x_6 = x_1$$

Seguiremos los mismos pasos que se han ido dando para el filtro 1, 2, 3 y 4. Se añade el sustrato ‘Aire’ al esquemático para que nuestras simulaciones sean lo más reales posibles. A continuación, Se ha diseñado el filtro 5 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 5 se utilizará el fichero “double_large.va” porque cumple con la condición: $0,1 \leq \frac{c}{a} \leq 0,37$ siendo ‘c’ la distancia del centro del poste a la guía y ‘a’ la anchura de la guía.

Se crean dos esquemáticos: “Sch1” y “Sch2 (Sin_Radio_poste)”

- En el primer esquemático “Sch1” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **contando el radio**.
- En el primer esquemático “Sch2 (Sin_Radio_poste)” se añade a cada componente “TLX” las distancias de líneas de transmisión: $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6, L_7$ **sin contar el radio**.

El filtro 5 es una guía de onda rectangular WR-90 por tanto en el fichero Verilog-A deberá de tener los parámetros correspondientes a esta guía de onda, como se muestra a continuación:

parameter real a=0.02286 from [0.0071:0.0475]; //Anchura de la guía [m] (Para una guía WR-75)

parameter real b=0.01016 from [0.0036:0.0221]; //Altura de la guía [m]

*parameter real d=0.002 from (0.01*a:0.3*a); //Diámetro del poste [m]*

*parameter real x=0.006 from (0.1*a:0.37*a); //Distancia del centro del poste al borde de la guía [m]. El valor de x en el fichero Verilog-A no tiene importancia porque va a ser modificado en el esquemático, en cada puerto de parámetros S.*

parameter real f=9e9 from (0:inf); //frecuencia [Hz] (WR-90 elegimos 9Hz que es la frecuencia máxima a la que trabaja el filtro)

parameter real er=1 from (0:inf); //Constante dieléctrica relativa

Al ser una guía de onda WR-90, la transición coaxial-guía tiene que tener estos parámetros: W (ancho de la guía) = 22.86 mm, H (altura de la guía) = 10.16 mm y una impedancia característica del cable de $Z_0=50 \Omega$. La línea de transmisión tendrá mismos valores: W (22.86 mm) y H (10.16 mm) pero cambiará la longitud de la línea de transmisión L para cada tramo de la guía de onda como muestra la Figura 177.

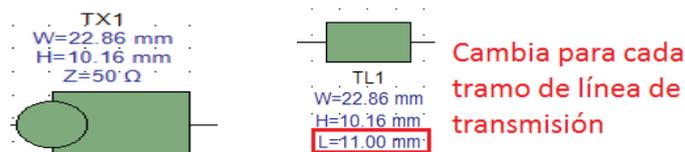


Figura 177. Transición coaxial-guía y línea de transmisión del filtro 5.

Una vez que se ha introducido el fichero Verilog-A “double_large.va” al componente SP de parámetros S se debe de comprobar que los parámetros han sido sincronizados con los parámetros definidos en dicho fichero. Como se observa en la Figura 178, el componente ha sido sincronizado y modificado sus parámetros a los del filtro 5 (frecuencia de trabajo 9 GHz, anchura de la guía 22.86mm, altura de la guía 10.16 mm) y a continuación se debe introducir en cada componente SP la distancia que hay en mm del centro del poste a la guía (parámetro x).

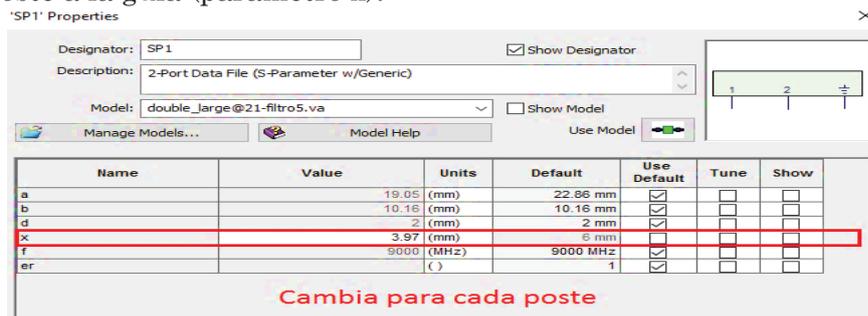


Figura 178. Características del componente SP del filtro 5.

5.6.2 Diseño del esquemático Filtro 5

La figura 179 muestra el diseño del esquemático para modelar el filtro 5 de 5 secciones. Se crearán dos esquemáticos como la Figura 179 llamados: “Sch1” y Sch2 (Sin_Radio_poste)”. Para cada esquemático se debe de cambiar los valores de L (en el componente “TLX”) y x (en el componente “SP”). Los valores de L para el esquemático “Sch1” son los valores **contando el radio del poste** calculados anteriormente y los valores de L para el esquemático “Sch2 (Sin_radio_poste)” son los valores **sin contar el radio del poste** calculados anteriormente.

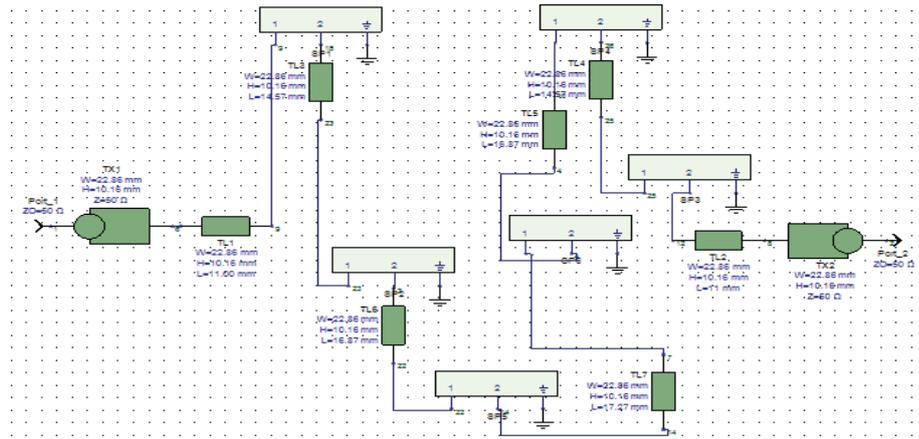


Figura 179. Esquemático del filtro 5 de 5 secciones en Keysight Genesys™.

En la Figura 180 se representa la respuesta del parámetro S_{21} de:

- La simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste S_{21} .
- La simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{21} .
- La simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST S_{21} .

Para validar las aproximaciones de Macchiarella [2] con respecto al filtro 5 se ha comparado las simulaciones realizadas mediante el Keysight Genesys™ de dicho filtro respecto a las simulaciones realizadas en el laboratorio mediante el simulador CST.

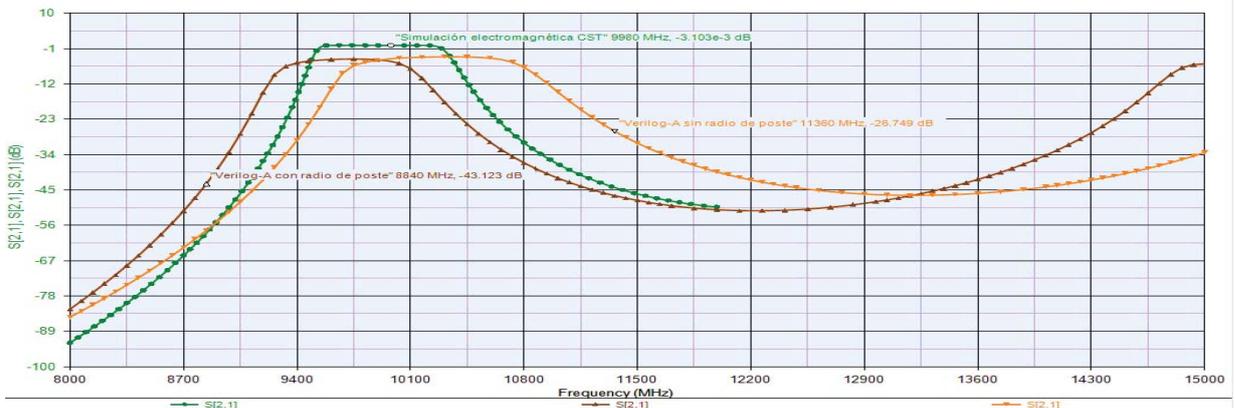


Figura 180. Comparativa de respuestas del parámetro S_{21} .

- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contado el radio de poste) está desplazada en torno a 230 MHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST) y tiene unas pérdidas de 4.46 dB respecto al parámetro S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.
- La respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight

Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste) está desplazada en torno a 260 MHz respecto a la respuesta del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST).

En la Figura 181 se representa la respuesta del parámetro S_{11} de:

- La simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos contando el radio de poste S_{11} .
- La simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste S_{11} .
- La simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST S_{11} .

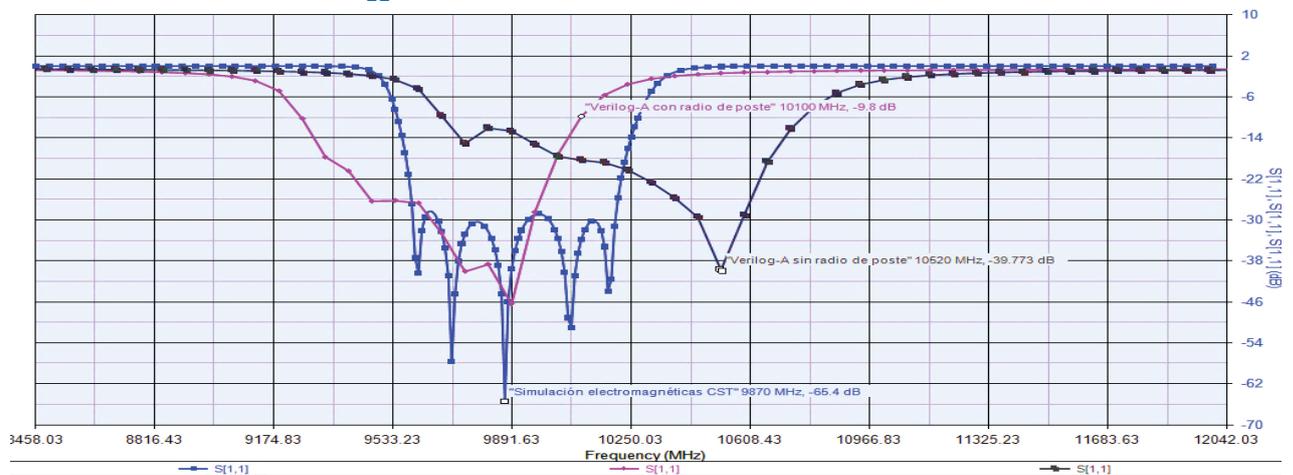


Figura 181. Comparativa de respuestas del parámetro S_{11}

Como se observa en la Figura 181:

- El parámetro S_{11} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST tiene unas pérdidas) es el que mejores pérdidas de reflexión tiene, presenta para el mejor caso unas pérdidas de 65.4 dB a la frecuencia 9870 MHz y para el peor caso 40.491 dB a la frecuencia 9610 MHz.
- Los parámetros S_{11} S_{11} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ considerando L como la distancia entre obstáculos sin contar el radio de poste y L contando el radio de poste) presenta peores pérdidas de reflexión frente al parámetro S_{11} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST tiene unas pérdidas).

5.6.3 Primeras optimizaciones Filtro 5

Tanto la respuesta del parámetro S_{21} como S_{11} de las simulaciones del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ tienen un cierto margen de error con respecto a la respuesta del parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST por lo que se sugiere realizar una optimización de forma que los siguientes parámetros de la guía de onda (X (distancia del centro del poste a la guía), R (radio del poste) y L (distancia entre postes de la guía)) son modificados hasta conseguir que la respuesta del parámetro S_{21} y

el S_{11} (de las simulaciones del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) sean lo más aproximadas a las respuestas S_{21} y el S_{11} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST).

Antes de llegar a la optimización óptima se han realizado varios esquemáticos.

-Primera optimización:

Inicialmente se ha propuesto definir como variables la distancia L (distancia entre postes de la guía) y X (distancia del centro del poste a la guía). La Figura 182 muestra las variables y parámetros definidos.

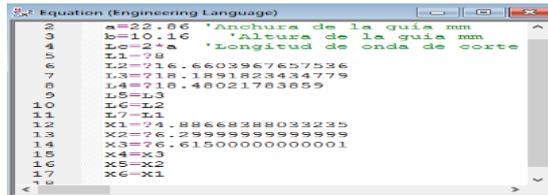


Figura 182. Primera optimización filtro 5, definición variables y parámetros de la guía

Para la primera optimización se han definido los siguientes rangos de frecuencia que debe de tomar el parámetro S_{21} y S_{11} en dB de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™. En la Figura 183 se observan dichos rangos.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	>	-1	dB	100	9.6	10.18	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-34	dB	1	9.0	9.1	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-34	dB	1	10.8	10.91	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-60	dB	1	9.44	10.4	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 183. Primera optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Las condiciones de optimización son:

- En el rango entre: 9.0 GHz a 9.1 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -34 dB.
- En el rango entre: 10.8 GHz a 10.91 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 1, menor que -34 dB.
- En el rango entre: 9.44 GHz a 10.4 GHz. El valor S_{11} ha de ser, con un peso de 1, menor que -60 dB.
- En el rango entre: 9.44 GHz a 10.4 GHz. El valor S_{21} ha de ser, con un peso de 100, mayor que -1 dB. Aunque se ha establecido esta condición con un peso de 100, no se ha conseguido optimizar bien esta medida

A continuación, definimos más condiciones de optimización:

Inicialmente se propuso que el valor mínimo de L fuese L **sin contar radio** y el valor máximo de L fuese L **contando el radio**. Además, se ha definido el radio R (radio del poste) y X (distancia del centro del poste a la guía) como muestra la Figura 184.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	11	12	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	14.57	16.57	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	16.87	18.87	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	17.27	19.27	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X1	4.887	4.9	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X2	6.3	6.31	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X3	6.615	6.62	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.8	2.0	None

Figura 184. Primera optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L, X y R.

Como se observa en la Figura 185 ha sido una mala optimización ya que:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) tiene respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST) unas pérdidas de 4.167 dB en el intervalo de 9.56 GHz a 10.25 GHz y tiene 0.08 GHz más de banda en frecuencia que el anterior parámetro lo que implicará pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no llegan a recibirse.

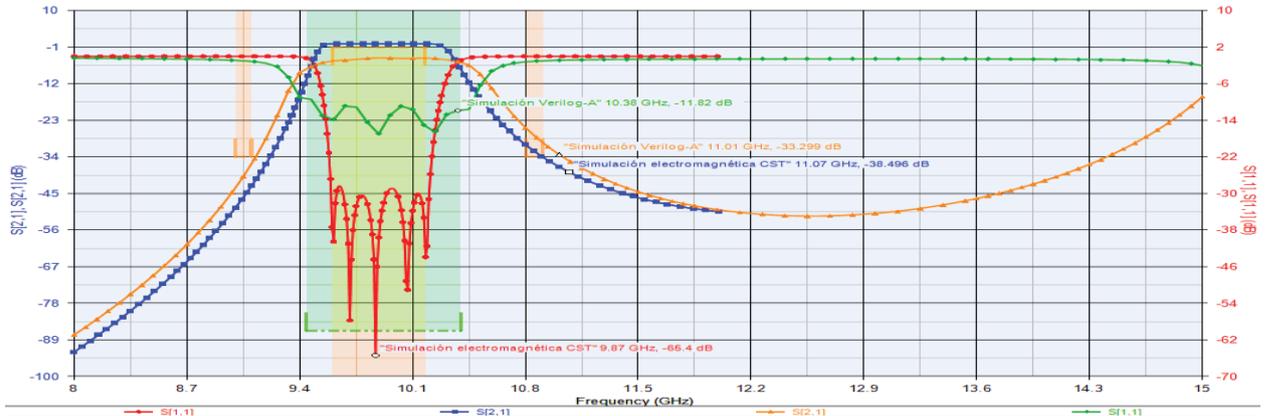


Figura 185. Primera optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

Segunda optimización:

Con objetivo de reducir las pérdidas que se experimentan en la banda de transición debidas a las frecuencias deseadas que no se reciben se ha realizado la siguiente optimización, ajustando el rango de la variable L y X y R como muestra la Figura 186.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	7	20	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	8	20	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	8	20	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	8	20	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X1	4.8	4.9	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X2	6.2	6.3	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\X3	6.5	6.7	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.8	2.1	None

Figura 186. Segunda optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L, X, R.

Además, se ha aumentado el rango de la banda de paso. Los rangos de la segunda optimización son los mostrados en la Figura 187.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	>	-1	dB	100	9.44	10.4	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-34	dB	1	9.0	9.1	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-34	dB	1	10.8	10.91	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-60	dB	1	9.44	10.4	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 187. Segunda optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Con la segunda optimización de la Figura 188 se llegan a las siguientes conclusiones:

- Las pérdidas que experimenta el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) en la banda de transición debidas a las frecuencias deseadas que no se reciben se han reducido respecto a la primera optimización a 0.02 GHz más de banda en frecuencia con respecto el parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST).
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™)

tiene unas pérdidas de 4.332 dB en el intervalo de frecuencia de 9.54 GHz a 10.29 GHz respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST).

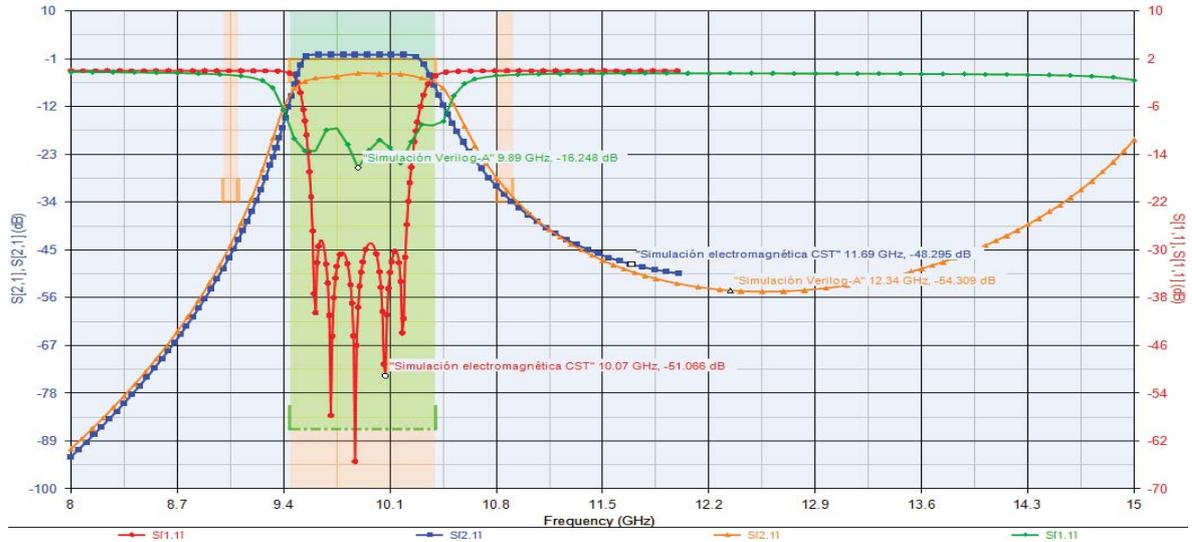


Figura 188. Segunda optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

-Tercera optimización:

Después de modificar varias veces los rangos de los parámetros de la guía, no se ha conseguido reducir al máximo las pérdidas de la banda de paso del parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST). Sólo se ha conseguido reducir dichas pérdidas 1 dB pero a costa de aumentar el ancho de banda lo que implica tener pérdidas en la banda de transición debidas a las frecuencias deseadas que no se reciben. Los parámetros para esta optimización han sido los mostrados en la Figura 189.

Use	Variable	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	9	13	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	13	17	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	15	18	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	15	20	None

Figura 189. Tercera optimización filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L.

Con la tercera optimización de la Figura 190 se sacan las siguientes conclusiones:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta 3.7 dB de pérdidas en el intervalo de frecuencia de 9.55 GHz a 10.28 GHz respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST).
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta 0.12 GHz más de banda en frecuencia en la banda de transición derecha y 0.08 GHz más de banda en frecuencia en el lado izquierdo respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST).

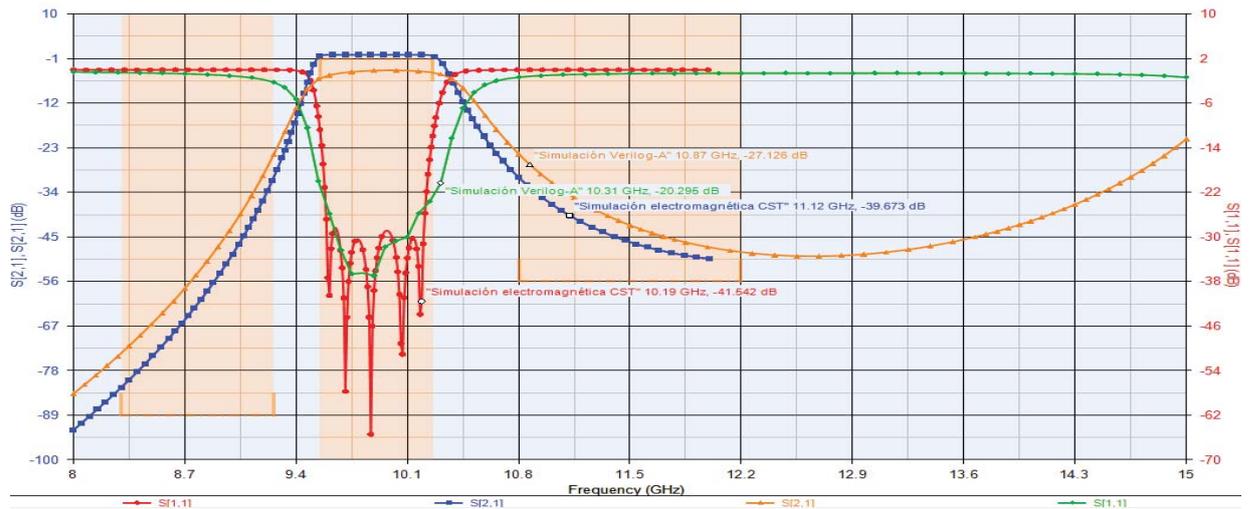


Figura 190. Tercera optimización filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11}

5.6.4 Optimización final Filtro 5

Después de realizar muchos esquemáticos no se ha conseguido reducir las pérdidas en la banda de paso que experimenta el parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) con respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnéticas mediante el simulador CST) pero si se ha conseguido ajustar dicho parámetro a la banda de transición del segundo parámetro mencionado. Para esta optimización los valores mínimos y máximos de L se han ampliado en comparación con las demás optimizaciones, a continuación, se observan estos valores en la Figura 191.

<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\R	1.85	2.15	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L1	11.65	11.7	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L2	19.5	19.6	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L3	21.5	21.64	None
<input checked="" type="checkbox"/>	Equation\L4	21.7	21.88	None

Figura 191. Optimización final filtro 5. Valores mínimos y máximos de la variable L , X .

- La longitud L_1 estará comprendida entre $11.65\text{mm} < L_1 < 11.7\text{ mm}$.
- La longitud L_2 estará comprendida entre $19.5\text{mm} < L_2 < 19.6\text{ mm}$.
- La longitud L_3 estará comprendida entre $21.7\text{mm} < L_3 < 21.88\text{mm}$.
- El diámetro de los postes R está comprendida entre $1.85\text{mm} < L_3 < 2.15\text{mm}$

Cuyas condiciones para los parámetros S_{21} y S_{11} se muestran en la Figura 192.

Use	Measurement	Op	Target	Target Units	Weight	Min	Max	Units
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-36	dB	1	8.7	9.17	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	=	0	dB	100	9.54	10.27	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[2,1]	<	-48	dB	1	10.6	11	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>	S[1,1]	<	-70	dB	100	9.56	10.31	GHz
<input checked="" type="checkbox"/>		<		None				None

Figura 192. Optimización filtro 5. Rangos de frecuencia parámetro S_{21} y S_{11}

Finalmente, el simulador ha estimado que los mejores valores que ajustan las medidas son:

$$\begin{aligned}
 L_1 &= 11.7\text{ mm}, L_2 = 19.5\text{ mm}, L_3 = 21.64\text{ mm}, L_4 = 21.864\text{ mm}, \\
 L_5 &= 21.64\text{ mm}, L_6 = 19.5\text{ mm}, L_7 = 11.7\text{ mm} \\
 X_1 &= 3.206\text{ mm}, X_2 = 5.054\text{ mm}, X_3 = 5.699\text{ mm}, X_4 = 5.699\text{ mm}, X_5 = 5.054\text{ mm}, \\
 X_6 &= 3.206\text{ mm}, R = 1.87\text{ mm}
 \end{aligned}$$

En la Figura 193 se ha representado:

- El parámetro S_{21} y S_{11} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} y S_{11} de la medida realizada en el laboratorio a partir de un analizador de redes cuyo formato es .S2P.

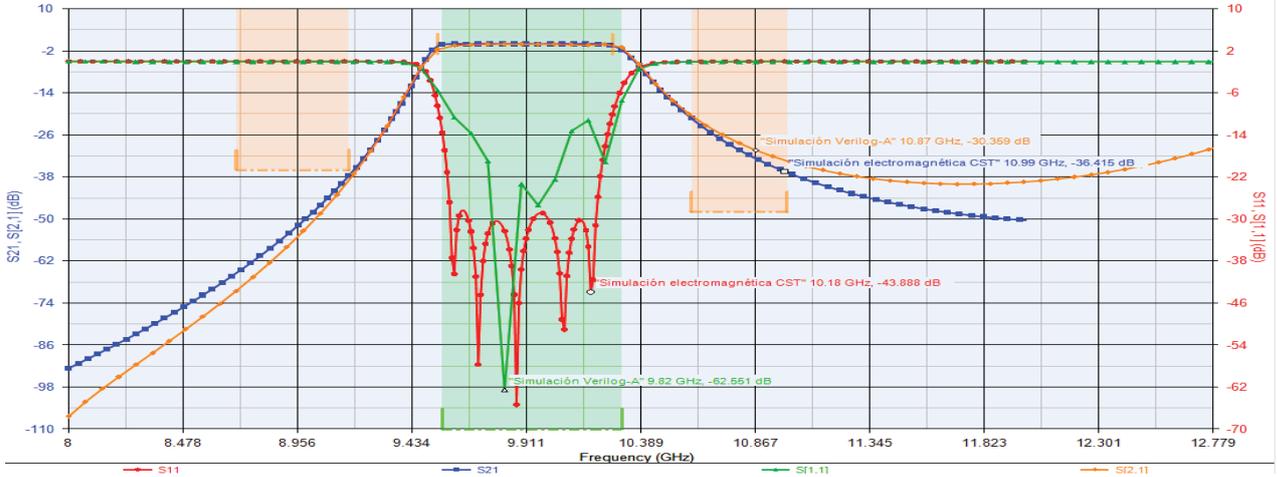


Figura 193. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} y S_{11} .

Para poder comparar mejor dichos parámetros se ha representado en la Figura 194:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.

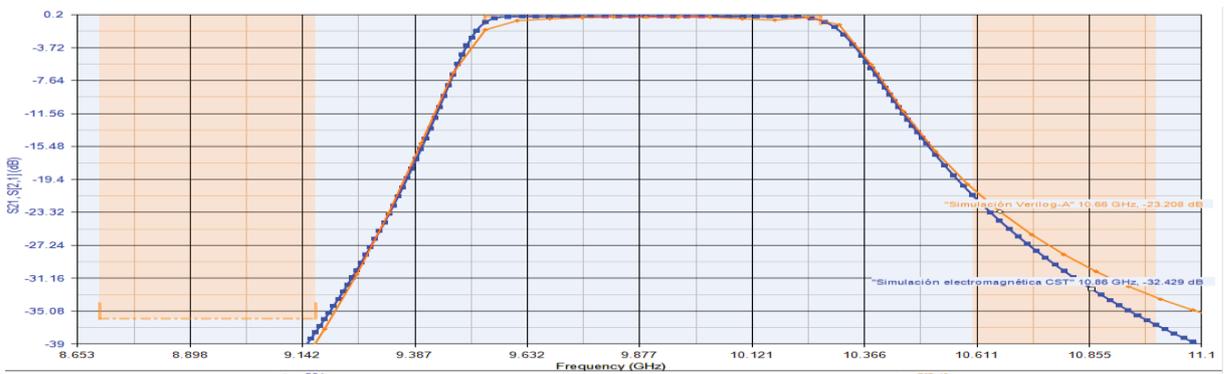


Figura 194. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{21} .

Como se puede observar en la Figura 194:

- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se ajusta de manera muy exacta a la banda de paso y a la banda de transición del parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST).
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta unas pérdidas de 0.054 dB en el intervalo de frecuencia de 9.54 GHz a 10.28 GHz respecto al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST), lo que significa que se estará perdiendo muy poca potencia en la banda de paso. La respuesta de la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta una campana más

ancha lo que implicará que tendrá en ese rango de frecuencias ciertas pérdidas debidas a las frecuencias indeseadas que se cuelan.

A continuación, en la Figura 195 se ha representado:

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.

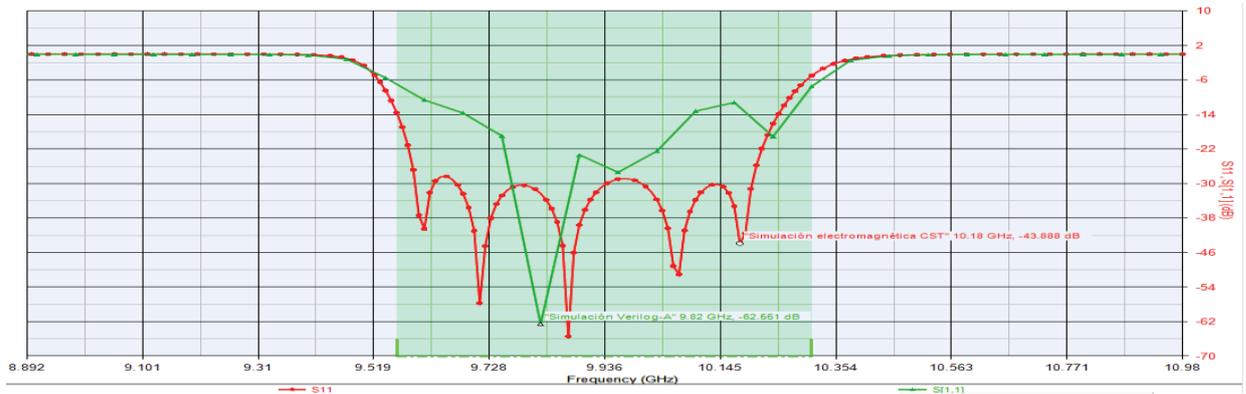


Figura 195. Optimización final del filtro 5. Comparativa del parámetro S_{11} .

Se puede observar:

- El parámetro S_{11} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™). Si se analiza para la frecuencia de 9.83 GHz, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 62.55 dB parecidas a las obtenidas en la simulación electromagnética realizada mediante el simulador CST, 65.4 dB. Mientras que a la frecuencia de 10.18 GHz la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 18.74 dB la medida del analizador de redes presenta 43.88 dB.

5.6.5 Comparación del filtro ideal frente a las simulaciones Macchiarella [2]

A continuación, se realizará la comparación de la simulación del filtro prototipo (filtro ideal) en parámetros concentrados mediante el asistente de diseño de Keysight Genesys™ frente a la simulación del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™.

Utilizando los filtros teóricos que contiene Keysight Genesys™, se ha comprobado que tanto el parámetro S_{21} como el S_{11} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) se asemeja al parámetro S_{21} y el S_{11} (de la simulación de un filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 3 cuya impedancia de entrada es 50 Ω , resistencia de salida 50 Ω , cuyo ancho de banda está comprendido entre 9520 MHz a 10325 MHz. En la Figura 196 se muestran las características del filtro ideal.

Input Resistance	50
Output Resistance	47.619
Low Freq Cutoff (MHz)	9520
High Freq Cutoff (MHz)	10325
Order	5
Passband Ripple (dB)	0.25
Attenuation at Cutoff (dB)	0.25
Resonator L (nH)	12

Figura 196. Propiedades del filtro teórico que modela el filtro 5.

En la Figura 197 se muestra el parámetro S_{21} y S_{11} del filtro teórico paso banda, de tipo Chebyshev de orden 5 que diseña el asistente Keysight Genesys™.

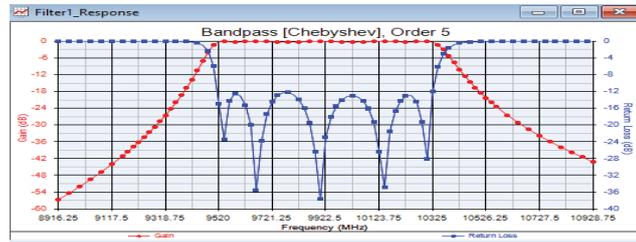


Figura 197. Representación filtro teórico que modela el filtro 5

El circuito equivalente dado por Keysight Genesys™ ha sido de tipo “Top C coupled”. Formado por condensadores y bobinas como muestra la Figura 198.

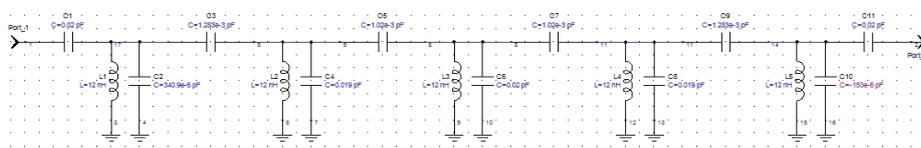


Figura 198. Parámetros concentrados del filtro teórico que modela el filtro 5.

A continuación, se representa en la Figura 199 los parámetros S_{21} y S_{11} de:

- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} y S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.
- El parámetro S_{11} y S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

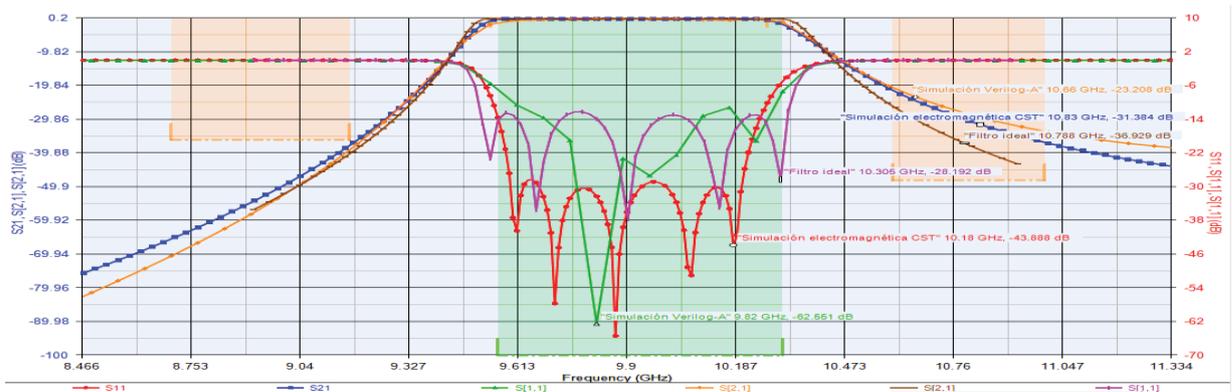


Figura 199. Representación final de parámetros S_{21} y S_{11} filtro 5

Para poder visualizar mejor los parámetros se ha representado en la Figura 200 los siguientes parámetros:

- El parámetro S_{21} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{21} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.
- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

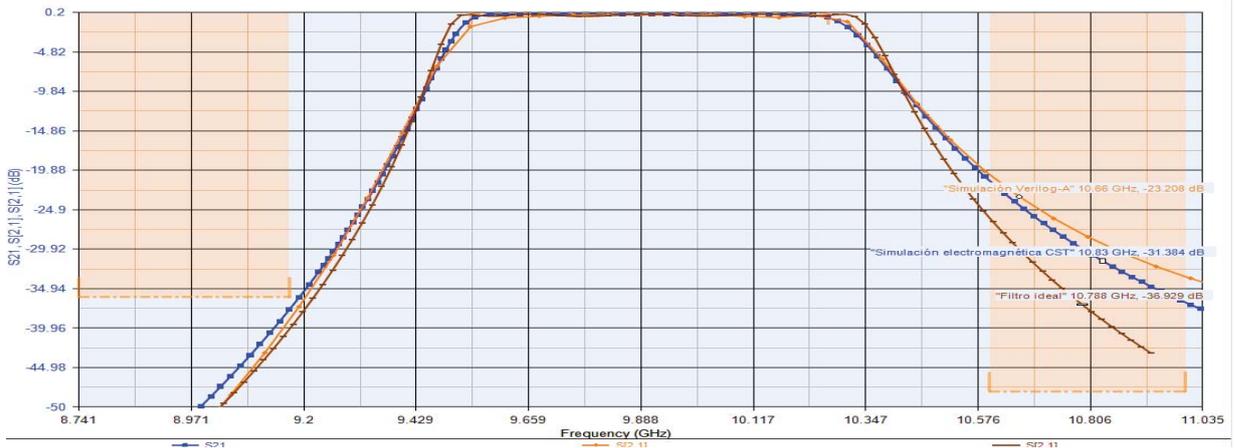


Figura 200. Representación final de parámetros S_{21} filtro 5

- El parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ se ajusta de manera muy precisa en la banda de paso al parámetro S_{21} (de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST) salvo que tiene 0.04 GHz más de ancho de banda respecto a dicho parámetro. La campana del filtro teórico es más estrecha que la campana del filtro de las medidas del analizador de redes y las aproximaciones de Macchiarella.
- El parámetro S_{21} (de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™) presenta unas pérdidas de 0.054 dB en el intervalo de frecuencia de 9.54 GHz a 10.28 GHz respecto al parámetro S_{21} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™, lo que significa que estaremos perdiendo muy poca potencia en la banda de paso.

A continuación, se representa en la Figura 201 los siguientes parámetros S_{11} :

- El parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.
- El parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST.
- El parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™.

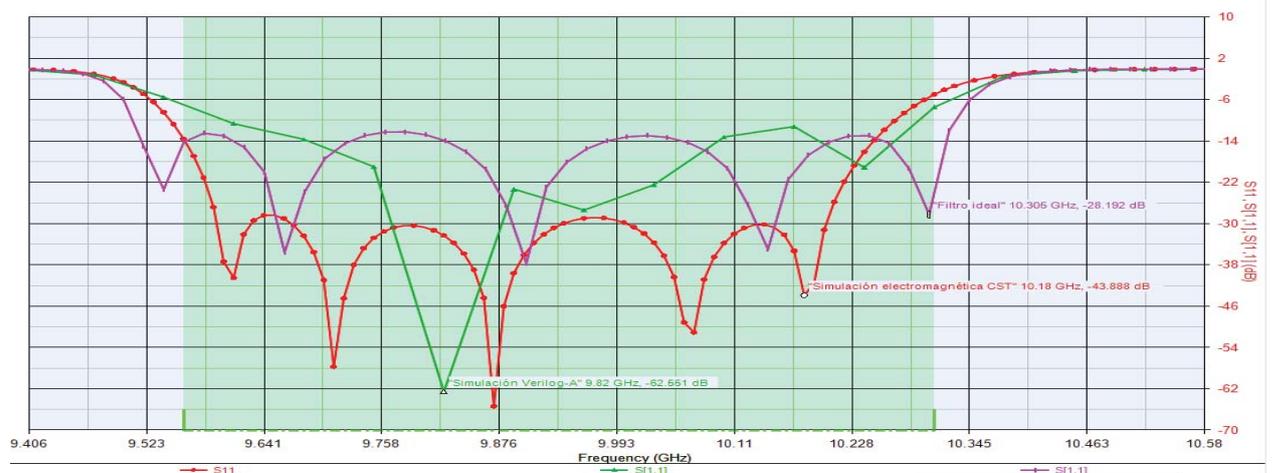


Figura 201. Representación final de parámetros S_{11} filtro 5

- Se puede observar una gran similitud entre el parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ y el parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST. Esto

debe de ser así porque al realizar las simulaciones electromagnéticas se ha seleccionado el dieléctrico y/o metal sin introducir más pérdidas que las habituales, a diferencia de las simulaciones electromagnéticas realizadas al filtro 1 con el simulador HFSS.

- Mientras que el parámetro S_{11} de la simulación realizada del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ responde de manera menos aproximada al parámetro S_{11} del filtro teórico generado por Keysight Genesys™ y al parámetro S_{11} de la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST. A la frecuencia 9.82 GHz, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 62.55 dB mientras que, a esa misma frecuencia, la simulación electromagnética CST presenta 65.4 dB y el filtro teórico 36.06 dB. A la frecuencia de 10.3 GHz, la simulación de las aproximaciones de Macchiarella presenta unas pérdidas de reflexión de 19.0 dB mientras que, a esa misma frecuencia, la simulación electromagnética CST presenta 43.88 dB y el filtro teórico 28.19 dB

Finalmente se ha demostrado que la simulación realizada utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante Keysight Genesys™ es muy aproximada a la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST y a la respuesta del filtro ideal generado por Keysight Genesys™.

En la Figura 202 se muestra el tiempo que ha necesitado el simulador Keysight Genesys™ para ajustar los valores de la guía de onda hasta conseguir máximas aproximaciones entre parámetros S_{21} y S_{11} .

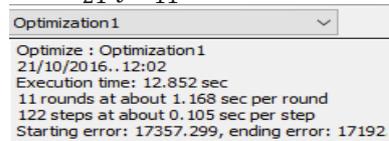


Figura 202. Tiempo ejecución por Keysight Genesys™ para optimización filtro 5.

Keysight Genesys™ ha tardado en estabilizar dichas medidas en torno a 12.655 sg en comparación con lo que se tardaría con un simulador electromagnético.

Capítulo 6:

6.1 Conclusiones

Al finalizar el trabajo se puede afirmar que los objetivos presentados al comienzo han sido cumplidos satisfactoriamente a lo largo del mismo.

En primer lugar, respecto al primer objetivo:

El primer objetivo ha sido cumplido con creces, se ha recopilado la librería de obstáculos de proyectos de fin de carrera anteriores [4], [7] y [12] y han sido incorporados 88 diferentes tipos de obstáculos a una nueva biblioteca en la versión más reciente del simulador Keysight Genesys™ llamada: “*Tipos de obstáculos en filtros microondas en guías de onda rectangular*”. Esta biblioteca, a diferencia de las creadas en dichos proyectos de fin de carrera, funciona correctamente en la versión más reciente de Génesys 2015.08, motivo por el cual se ha vuelto a crear. Como se ha podido comprobar mediante un ejemplo, las simulaciones obtenidas de los diferentes obstáculos son iguales que las simulaciones de los trabajos de fin de carrera [4], [7] y [12] habiéndose ejecutado de nuevo dichos obstáculos para la posible validación de la nueva biblioteca. Esta biblioteca facilita el gravoso diseño de diferentes tipos de obstáculos en guía de onda rectangular de manera que si el usuario dispone de dichos ficheros Verilog-A y el simulador utilizado es compatible con el lenguaje implementado no tenga que volver a programar dichos obstáculos. Las aproximaciones ofrecen resultados muy aproximados a los teóricos en un tiempo de espera reducido, en torno a los 0,039 sg, en comparación a los simuladores electromagnéticos que ofrecen aproximaciones más exactas debido a que emplean las ecuaciones de Maxwell pero requieren altos tiempos de computación.

Respecto al segundo objetivo:

Para validación de la aproximación circuital propuesta por Macchiarella [2] se han utilizado medidas y simulaciones electromagnéticas mediante los simuladores HFSS y CST de varios filtros diseñados en guía de onda con obstáculos de doble poste. 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 Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ frente a las medidas realizadas en el laboratorio, simulaciones electromagnéticas 3D, y en los casos que se dispone ambas (medidas y simulaciones) frente a ambas. 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 Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta mayor grado de similitud entre las medidas realizadas en el laboratorio mediante un analizador de redes que entre la simulación electromagnética realizada mediante un simulador HFSS. Esto es debido a que las medidas del analizador de redes son las reales, las que realmente se tienen mientras que las simulaciones electromagnéticas 3D para ser simuladas se ha seleccionado el dieléctrico introduciendo más pérdidas que las habituales para simular

el peor caso. Por tanto, para el filtro 1 se pueden dar por válidas las aproximaciones de Macchiarella [2]. Además, el filtro ideal generado por Keysight Genesys™ se asemeja perfectamente a la simulación del filtro 1 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™.

- **Filtro 2:** La simulación del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta un alto grado de similitud con respecto a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes. El filtro ideal generado por Keysight Genesys™ también se asemeja perfectamente a la simulación del filtro 2 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2]. Para el filtro 2 se pueden dar por válidas las aproximaciones de Macchiarella [2].
- **Filtro 3:** La simulación del filtro 3 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta 0.281 dB de pérdidas de potencia en la banda de paso respecto de la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y con respecto al filtro teórico además presenta misma banda de transición que la medida realizada con el analizador de redes impidiendo posibles pérdidas. Las pérdidas de reflexión de la simulación de las aproximaciones de Macchiarella simulando el filtro 3 son análogas a las pérdidas de reflexión obtenidas por las medidas realizadas mediante el analizador de redes y el filtro teórico, incluso, en algunas frecuencias se tienen mejores pérdidas de reflexión. Para el filtro 3 se pueden dar por válidas las aproximaciones de Macchiarella [2].
- **Filtro 4:** La simulación del filtro 4 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta 0.219 dB de pérdidas de potencia en la banda de paso respecto de la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y respecto al filtro teórico, además mismo ancho de campana que dichas respuestas de manera que no se tienen pérdidas en la banda de transición. El filtro ideal generado por Keysight Genesys™ tiene una respuesta muy parecida a la medida realizada en el laboratorio mediante un analizador de redes y a la simulación de las aproximaciones de Macchiarella. Se obtienen valores de pérdidas de reflexión de la simulación de las aproximaciones de Macchiarella del filtro 4 muy semejantes a las pérdidas de reflexión de las medidas realizadas mediante el analizador de redes y el filtro teórico, incluso en algunas frecuencias se tienen mejores pérdidas de reflexión que en las medidas del analizador de redes y que el filtro teórico. Para el filtro 4 se pueden dar por válidas las aproximaciones de Macchiarella [2].
- **Filtro 5:** La simulación del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante el simulador Keysight Genesys™ presenta 4.6 dB de pérdidas de potencia en la banda de paso respecto a la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST sin embargo presenta misma banda de transición impidiendo posibles pérdidas debidas a las frecuencias deseadas que no se llegan a recibir. Las pérdidas de potencia también se consideran despreciables. Para el filtro 5 se pueden dar por válidas las aproximaciones de Macchiarella [2]. El filtro ideal generado por Keysight Genesys™ se asemeja de manera análoga a la simulación electromagnética realizada en el laboratorio mediante el simulador CST, por tanto, la simulación del filtro 5 utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] tendrá el mismo comportamiento respecto al filtro ideal.

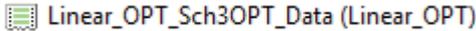
Se ha conseguido validar las aproximaciones de Macchiarella [2] para 5 filtros de diferentes dimensiones, transmitiendo en bandas diferentes y de diferente tipo de guía

WR-75 y WR-90. Se ha podido comprobar que la respuesta de algunos filtros se aproxima mejor que otros a las medidas realizadas en el laboratorio o a las simulaciones electromagnéticas 3D realizadas con un simulador HFSS y CST, se ha demostrado que la simulación de las aproximaciones de Macchiarella tienen como mucho, unas pérdidas de potencia de 0.3 dB en la banda de transición y unas pérdidas de reflexión muy semejantes frente a las medidas realizadas en el laboratorio o a las simulaciones electromagnéticas 3D. Por tanto, se ha podido dar por válido las aproximaciones de Macchiarella [2] para los filtros en guía de onda de obstáculos de doble poste presentados en este trabajo.

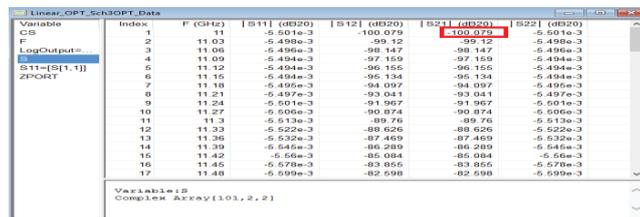
6.2 Líneas Futuras

Para la realización de este trabajo, nos hubiera gustado validar las aproximaciones de Macchiarella [2] de otra manera, sin introducir rangos entre las variables ni ir mirando poco a poco qué valores de la guía de onda se ajustan a las medidas realizadas en el laboratorio o a las simulaciones electromagnéticas 3D mediante un simulador HFSS y CST. Por tanto, se plantea para el siguiente trabajo de fin de grado:

Keysight Genesys™ tiene la opción de añadir un fichero Matlab sobre el que se puede acceder y realizar operaciones sobre archivos contenidos en el simulador como puede ser, el fichero “.S2P”. Inicialmente se dispone de los ficheros .S2P de las medidas realizadas mediante un analizador de redes y de las simulaciones electromagnéticas realizadas mediante un simulador HFSS y CST.

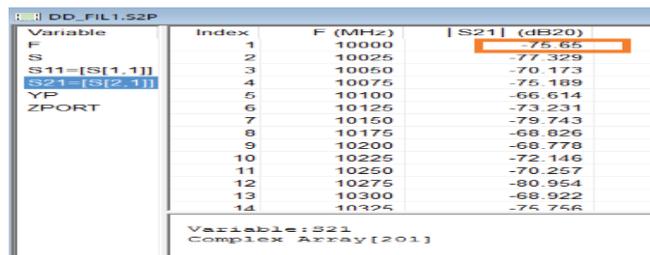
Para obtener los parámetros S del filtro que se desee estudiar utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] se crea un esquemático que contenga los datos del filtro que se desee estudiar y a continuación se realiza un análisis en lineal de este esquemático, de esta manera ya se puede tener acceso a los parámetros S del filtro utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] mediante un fichero con formato .S2P 

A continuación, se procederá a realizar la lectura de la columna del parámetro S_{21} de la simulación del filtro utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] y del parámetro S_{21} de la medida realizadas mediante un analizador de redes y la simulación electromagnética 3D como se muestra en la Figura 203 y 204.



Variable	Index	F (GHz)	S11 (dB20)	S12 (dB20)	S21 (dB20)	S22 (dB20)
CS	1	11	-5.501e-3	100.079	100.078	-5.501e-3
F	2	11.02	-5.498e-3	-99.12	-99.12	-5.498e-3
LogOutput=	3	11.06	-5.496e-3	-98.147	-98.147	-5.496e-3
S11=[S(1,1)]	4	11.09	-5.494e-3	-97.159	-97.159	-5.494e-3
S21=[S(1,1)]	5	11.12	-5.494e-3	-96.155	-96.155	-5.494e-3
ZPORT	6	11.15	-5.494e-3	-95.134	-95.134	-5.494e-3
	7	11.18	-5.493e-3	-94.097	-94.097	-5.493e-3
	8	11.21	-5.497e-3	-93.041	-93.041	-5.497e-3
	9	11.24	-5.501e-3	-91.967	-91.967	-5.501e-3
	10	11.27	-5.505e-3	-90.874	-90.874	-5.505e-3
	11	11.3	-5.513e-3	-89.76	-89.76	-5.513e-3
	12	11.33	-5.522e-3	-88.626	-88.626	-5.522e-3
	13	11.36	-5.532e-3	-87.469	-87.469	-5.532e-3
	14	11.39	-5.545e-3	-86.289	-86.289	-5.545e-3
	15	11.42	-5.56e-3	-85.084	-85.084	-5.56e-3
	16	11.45	-5.578e-3	-83.855	-83.855	-5.578e-3
	17	11.48	-5.599e-3	-82.598	-82.598	-5.599e-3

Figura 203. Fichero .S2P. Parámetros S del filtro utilizando aproximaciones Macchiarella [2]



Variable	Index	F (MHz)	S21 (dB20)
F	1	10000	75.65
S	2	10025	77.329
S11=[S(1,1)]	3	10050	70.173
S21=[S(2,1)]	4	10075	75.189
YP	5	10100	66.614
ZPORT	6	10125	73.231
	7	10150	79.743
	8	10175	68.826
	9	10200	68.778
	10	10225	72.146
	11	10250	70.257
	12	10275	60.954
	13	10300	68.922
	14	10325	75.756

Figura 204. Fichero .S2P. Parámetros S de las medidas realizadas en el laboratorio.

Cada vez que se lee un valor de la columna S_{21} del fichero utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] se va a igualar ese valor al valor S_{21} del fichero de las medidas realizadas mediante un analizador de redes o de las simulaciones electromagnéticas realizadas mediante un simulador HFSS y CST y además se igualará la frecuencia del primer fichero con el segundo, de esta manera, la respuesta del filtro utilizando las aproximaciones de Macchiarella [2] estará del todo ajustada a la medida realizada mediante un analizador de redes o en cuyo caso a la simulación electromagnética. Se hará lo mismo para el parámetro S_{11} .

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 doble poste a otro tipo de obstáculos: iris simétricos y asimétricos, postes simples, combinación de ambas, 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 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.

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] 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.
- [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_WR3_40RN_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] N. Marcuvitz, “Waveguide Handbook”. Edición 1986.
- [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. <http://miwv.com/images/Waveguide-Chart.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 Frequenza*.
- [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] Seymour B.Cohn., “Direct Coupled Resonators Filters,” *Proceedings of the IRE*, Vol.45, Feb.1957, pp. 187-196.