

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



PROYECTO FIN DE CARRERA

# Análisis y diseño de transformadores de campo en guía de onda

Ingeniería de Telecomunicación

Rogelio Peño Moreno  
NOVIEMBRE 2010



# Análisis y diseño de transformadores de campo en guía de onda

AUTOR: Rogelio Peño Moreno

TUTOR: Jorge A. Ruiz Cruz

Dpto. de Ingeniería Informática  
Escuela Politécnica Superior  
Universidad Autónoma de Madrid  
NOVIEMBRE 2010



## Resumen

Un transformador de campo en radio frecuencia es la estructura empleada para transferir la señal que viaja en un determinado modo (por ejemplo,  $TE_{10}$  de una guía de onda circular) de un sistema de transmisión a otro modo (igual o diferente) de un sistema de transmisión distinto (por ejemplo,  $TE_{11}$  de una guía de onda circular). Los dos sistemas de transmisión entre los que el transformador adapta la señal pueden ser distintos o del mismo tipo pero con alguna dimensión diferente.

En el mercado existe una gran variedad de transformadores de campo en guías de onda canónicas, cuyas técnicas de síntesis circuital y modelos analíticos se encuentran extensamente estudiados, que dependiendo de su aplicación pueden presentar excelentes prestaciones. El objetivo principal del proyecto ha sido orientado al diseño de transformadores de campo en guías de onda no canónicas (utilizando secciones híbridas, mezcla de circular y rectangular, incluso con forma de *bow-tie* o pajarita) que en determinadas aplicaciones obtengan mejores prestaciones que los transformadores existentes.

En el desarrollo de estructuras más complejas ha sido necesario diseñar herramientas de optimización, que previamente fueron entrenadas con estructuras de guías de onda canónica para, posteriormente, simular transformadores de campo en guías de onda no canónicas.

Los diseños de transformadores de campo en guías de onda no canónica (transformadores y polarizadores) que han sido implementados en este proyecto han presentado resultados prometedores por su alta compacidad longitudinal (estructuras con una longitud muy pequeña), siendo una característica deseable en los componentes de radio frecuencia y microondas, en particular en comunicaciones por satélite (filtros y multiplexores). Además, se estudiaron algunos nuevos diseños de polarizadores en guías de onda no canónicas que podrían ser útiles en algunas aplicaciones.

## Palabras Clave

Guía de onda, discontinuidad de una guía de onda, parámetros  $S$ , transformador rectangular, transformador circular, transformador cuadrado, pajarita, girador de campo, polarizador, relación axial.

## Abstract

A field transformer in RF/microwave/millimeterwave technology is the structure used to transfer the signal that travels in one mode (for instance the  $TE_{10}$  mode of a circular waveguide) in a transmission system to another mode (the same or different) of a different transmission system (for instance the  $TE_{11}$  mode of a circular waveguide). These transmission systems can have the same or different type of cross-section, but with different dimensions.

The state of the art in this topic offers a great variety of field transformers in canonical waveguides whose circuit synthesis techniques and analytical models are widely studied. They are used in many applications and have excellent performance. The main goal of the project is to design field transformers in non-canonical waveguides (using cross-sections hybrid between circular and rectangular or even with bow-tie profile), to obtain better performance than classic transformers in certain applications.

In the development of more complex structures, it has been necessary to use and prepare optimization tools that were previously trained with canonical waveguide structures. Once these optimization tools have been checked with canonical structures, they have been used in new designs with non-canonical waveguide sections.

Finally, the designs addressed in the project using non-canonical waveguides, have shown promising results in longitudinal compactness (structures with very short length), which is a very important feature in waveguide components for RF and microwave hardware, specially in satellite communications for ortho-modes, filters and multiplexers. Moreover, some new types of polarizers are studied based on this non-conventional waveguide sections which can be very useful for some applications.

## Keywords

Waveguide, discontinuity of a waveguide, S parameters, rectangular transformer, circular transformer, square transformer, bow tie, twists, polarizing, axial ratio.

# Agradecimientos

Gracias a mi tutor Jorge Alfonso Ruiz Cruz por la oportunidad de realizar este Proyecto Fin de Carrera, por transmitirme su pasión y su experiencia del mundo de las microondas y por su gran dedicación y paciencia. Sin su ayuda y sus consejos no hubiera podido completar este trabajo.

Gracias a los integrantes del GSRCO, por haberme dado la oportunidad de compartir conocimientos y vivencias durante el desarrollo de este proyecto.

Gracias a todos los profesores de la Escuela Politécnica Superior, que nos han aportado sus conocimientos durante todos estos años.

Gracias a los compañeros de laboratorio B408 y C107 que han conseguido mantener un clima de trabajo relajado. En especial, gracias a Ramiro, Jorge, José, David y Antonio por vuestra ayuda, sin vosotros los inicios de esta etapa hubieran sido muy duros. Y cómo olvidarse de Pilar y Alex, gracias a sus chuches y bombones los duros días de trabajo no fueron tan largos.

Hay tantos compañeros y amigos que mencionar en estos agradecimientos que probablemente alguno olvidaría, así que muchas gracias a todos por los buenos momentos que hemos pasado juntos tanto en la escuela como fuera, por hacer que estos años hayan sido inolvidables, por darme una oportunidad para conocerlos y que continuemos compartiendo vivencias.

Gracias a mi familia, sobre todo a mis padres, por la suerte que he tenido de poder sentir vuestro amor y el apoyo que me habéis dado durante tanto tiempo. En especial, gracias a Javi y a mi hermana que han sido pacientes y comprensivos conmigo, me han ayudado en los momentos difíciles, y me han dado caña en los momentos críticos. A mi novia, Pamela, gracias por apoyarme, por acompañarme en esos días tan difíciles y por quererme.

Gracias,

Roger.





# Índice general

<b>Índice de figuras</b>	<b>XI</b>
<b>Índice de tablas</b>	<b>XVI</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación del proyecto. . . . .	1
1.2. Objetivos y organización de la memoria. . . . .	2
<b>2. Conceptos básicos.</b>	<b>5</b>
2.1. Introducción. . . . .	5
2.2. Propagación en una guía de onda. . . . .	5
2.2.1. Modos Transversales Electromagnéticos (TEM). . . . .	9
2.2.2. Modos Transversales Eléctricos (TE). . . . .	9
2.2.3. Modos Transversales Magnéticos(TM). . . . .	10
2.2.4. Perdidas en una guía de transmisión. . . . .	10
2.2.5. Propiedades de corte de los modos TE y TM. . . . .	11
2.3. Casos Particulares. . . . .	11
2.3.1. Guía Rectangular. . . . .	12
2.3.2. Guía Circular. . . . .	14
2.3.3. Casos Prácticos. . . . .	18
2.4. Caracterización de circuitos de microondas mediante parámetros S. . . . .	21
2.4.1. Ondas de potencia y parámetros S. . . . .	22
2.4.2. Propiedades de los parámetros S. . . . .	23
2.4.3. Resumen . . . . .	23
2.5. Polarización de ondas planas. . . . .	24
2.6. Conclusiones. . . . .	26

<b>3. Resolución de discontinuidades en una guía de onda.</b>	<b>27</b>
3.1. Introducción.	27
3.2. Métodos de Resolución.	27
3.3. Tipos de discontinuidades.	29
3.3.1. Discontinuidad en el plano H.	30
3.3.2. Discontinuidad en el plano E.	32
3.3.3. Discontinuidad de doble plano.	33
3.3.4. Discontinuidad de una sección circular.	34
3.4. Casos prácticos.	34
3.4.1. Simulación de una discontinuidad en el plano H.	35
3.4.2. Simulación de una discontinuidad en el plano E.	36
3.4.3. Simulación de una discontinuidad de doble plano.	37
3.4.4. Simulación de una discontinuidad de sección circular.	39
3.5. Conclusiones.	41
<b>4. Transformadores clásicos</b>	<b>43</b>
4.1. Introducción.	43
4.2. Transformador de cuarto de onda.	44
4.3. Teoría de las pequeñas reflexiones.	46
4.3.1. Transformador de una sección.	46
4.3.2. Transformador de múltiples secciones.	47
4.4. Transformador binomial de múltiples secciones.	48
4.5. Transformador de Chebyshev de múltiples secciones.	50
4.5.1. Polinomio de Chebyshev.	50
4.5.2. Diseño del transformador de Chebyshev.	51
4.6. Transformación entre distintos tipos de guías rectangulares y circulares.	52
4.7. Casos prácticos.	53
4.7.1. Transformadores entre guías de onda del mismo tipo.	53
4.7.2. Transformaciones de distintos tipos de guías de onda.	70
4.8. Conclusiones.	86

<b>5. Transformadores con guías de onda no canónicas.</b>	<b>89</b>
5.1. Introducción. . . . .	89
5.1.1. Diseño de la sección pajarita. . . . .	92
5.2. Polarizadores. . . . .	93
5.2.1. Introducción. . . . .	93
5.2.2. Conceptos básicos de un polarizador. . . . .	93
5.3. Casos prácticos . . . . .	94
5.3.1. Transformador de pajarita o <i>bow-tie</i> . . . . .	94
5.3.2. Girador de campo. . . . .	100
5.3.3. Polarizador. . . . .	102
5.4. Conclusiones. . . . .	108
<b>6. Conclusiones y trabajo futuro</b>	<b>111</b>
6.1. Conclusiones. . . . .	111
6.2. Trabajo futuro. . . . .	112
<b>Bibliografía</b>	<b>115</b>
<b>A. Dimensiones estandar de guías de onda</b>	<b>117</b>
A.1. Guía rectangular. . . . .	117
A.2. Guía circular. . . . .	118
<b>B. Conexión Matlab con CST Microwave Studio.</b>	<b>119</b>
B.1. Introducción. . . . .	119
B.2. Relación Cliente Servidor. . . . .	119
B.3. Invocación CST desde Matlab. . . . .	119
B.3.1. Inicialización desde la línea de comandos de Matlab. . . . .	119
B.3.2. Ejecución de un archivo de Matlab. . . . .	120
<b>C. Creación de una macro.</b>	<b>123</b>
C.1. Introducción. . . . .	123
C.2. Creación de una macro. . . . .	123
C.3. Ejemplos. . . . .	126
C.3.1. Transformador rectangular. . . . .	126
C.3.2. Transformador pajarita. . . . .	132

<b>D. Presupuesto</b>	<b>139</b>
<b>E. Pliego de condiciones</b>	<b>141</b>

## Índice de figuras

2.1. Guía de onda de sección arbitraria. . . . .	6
2.2. Geometría de una guía rectangular. . . . .	12
2.3. Atenuación para los modos de propagación para $a = 2$ cm. . . . .	14
2.4. Geometría de una guía circular. . . . .	15
2.5. Atenuación para varios modos de propagación con un $r = 2,54$ cm. . . . .	18
2.6. Campos tangenciales . . . . .	19
2.7. Campo longitudinal . . . . .	19
2.8. Vector de Poynting y Atenuación del modo fundamental . . . . .	20
2.9. Campos tangenciales. . . . .	20
2.10. Atenuación para los distintos modos. . . . .	21
2.11. Red de cuadripolo. . . . .	22
2.12. Elipse de polarización. . . . .	25
2.13. Polarizaciones. . . . .	25
3.1. Discontinuidad de una guía de onda arbitraria. . . . .	27
3.2. Mallado TLM . . . . .	28
3.3. Red de dispersión . . . . .	29
3.4. Discontinuidad en el plano H. . . . .	30
3.5. Geometría de la discontinuidad en el plano E. . . . .	32
3.6. Geometría discontinuidad doble plano. . . . .	33
3.7. Geometría discontinuidad circular. . . . .	34
3.8. Geometría discontinuidad plano H. . . . .	35
3.9. Parámetro S11 de la discontinuidad del plano H. . . . .	35
3.10. Comparativa parámetro S11 de la discontinuidad del plano H. . . . .	36
3.11. Geometría discontinuidad plano E. . . . .	36
3.12. Parámetro S11 de la discontinuidad del plano E. . . . .	37

3.13. Comparativa parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad del plano E. . . . .	37
3.14. Geometría discontinuidad Doble. . . . .	38
3.15. Parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad doble. . . . .	38
3.16. Convergencia parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad doble. . . . .	39
3.17. Comparativa parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad doble plano. . . . .	39
3.18. Geometría discontinuidad Circular. . . . .	40
3.19. Parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad circular. . . . .	40
3.20. Convergencia del parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad circular. . . . .	40
3.21. Comparativa parámetro $S_{11}$ de la discontinuidad circular. . . . .	41
4.1. Adaptación de impedancias mediante transformador $\frac{\lambda}{4}$ . . . . .	44
4.2. Aproximación de $\Gamma$ . . . . .	45
4.3. Transformador de una sección y sus reflexiones parciales. . . . .	46
4.4. Transformador múltiples secciones. . . . .	47
4.5. Diseño transformador Chebyshev. . . . .	52
4.6. Estructura transformador rectangular de 1 sección. . . . .	54
4.7. Parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	55
4.8. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	55
4.9. Estructura transformador rectangular de 2 secciones. . . . .	56
4.10. Parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 2 secciones. . . . .	56
4.11. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 2 sección. . . . .	57
4.12. Estructura transformador rectangular de 3 secciones. . . . .	57
4.13. Parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 3 secciones. . . . .	58
4.14. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 3 sección. . . . .	58
4.15. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	58
4.16. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	59
4.17. Estructura del transformador circular de 1 sección. . . . .	60
4.18. Parámetros $S_{11}$ del transformador circular de 1 sección. . . . .	60
4.19. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	61

4.20. Estructura del transformador circular de 2 secciones. . . . .	61
4.21. Parámetros $S_{11}$ del transformador circular de 2 secciones. . . . .	62
4.22. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 2 sección. . . . .	62
4.23. Estructura del transformador circular de 3 secciones. . . . .	63
4.24. Parámetros $S_{11}$ del transformador circular de 3 secciones. . . . .	63
4.25. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 3 sección. . . . .	64
4.26. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	64
4.27. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	64
4.28. Estructura del transformador cuadrado de 1 sección. . . . .	65
4.29. Parámetros $S_{11}$ del transformador cuadrado de 1 sección. . . . .	66
4.30. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	66
4.31. Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones. . . . .	67
4.32. Parámetros $S_{11}$ del transformador cuadrado de 2 secciones. . . . .	67
4.33. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 2 secciones. . . . .	68
4.34. Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones. . . . .	68
4.35. Parámetros $S_{11}$ del transformador cuadrado de 3 secciones. . . . .	69
4.36. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ del transformador rectangular de 3 secciones. . . . .	69
4.37. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	70
4.38. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	70
4.39. Estructura del transformador cuadrado de 1 sección con secciones circulares. . . .	71
4.40. Estructura del transformador cuadrado de 1 sección con secciones cuadradas. . .	71
4.41. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 1 sección. . . . .	71
4.42. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 1 sección circular. . . . .	72
4.43. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 1 sección cuadradas. . . . .	72
4.44. Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones con secciones circulares. . .	72
4.45. Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones con secciones cuadradas. .	73
4.46. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 2 secciones. . . . .	73

4.47. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 2 secciones circulares. . . . .	73
4.48. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 2 secciones cuadradas. . . . .	74
4.49. Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones con secciones circulares. . .	74
4.50. Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones con secciones cuadradas. .	74
4.51. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 3 secciones. . . . .	75
4.52. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 3 secciones circulares. . . . .	75
4.53. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ 3 secciones cuadradas. . . . .	75
4.54. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para distintas secciones. . . . .	76
4.55. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	77
4.56. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 1 sección. . . . .	77
4.57. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	78
4.58. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	78
4.59. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 2 secciones. . . . .	79
4.60. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	79
4.61. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones. . . . .	80
4.62. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 3 secciones. . . . .	80
4.63. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	80
4.64. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	81
4.65. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	81
4.66. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	82
4.67. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 1 sección. . . . .	82
4.68. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	83
4.69. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	83
4.70. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 2 secciones. . . . .	84
4.71. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	84
4.72. Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones. . . . .	84
4.73. Parámetros $S_{11}$ de la transformación para 3 secciones. . . . .	85
4.74. Comparativa AEM y CST del parámetros $S_{11}$ . . . . .	85
4.75. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	86
4.76. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	86
5.1. Diagrama transformador. . . . .	90



5.2. Diagrama girador de campo. . . . .	91
5.3. Diagrama polarizador. . . . .	91
5.4. Estructura sección con forma de pajarita. . . . .	92
5.5. Estructura transformador pajarita de 1 sección optimizada. . . . .	95
5.6. Parámetros $S_{11}$ del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	96
5.7. Comparativa parámetros $S_{11}$ . . . . .	96
5.8. Estructura transformador pajarita de 2 secciones optimizada. . . . .	97
5.9. Parámetros $S_{11}$ del transformador pajarita de 2 secciones. . . . .	97
5.10. Comparativa parámetros $S_{11}$ . . . . .	98
5.11. Estructura transformador pajarita de 3 sección. . . . .	98
5.12. Parámetros $S_{11}$ del transformador pajarita de 3 secciones. . . . .	99
5.13. Comparativa parámetros $S_{11}$ . . . . .	99
5.14. Comparativa parámetro $S_{11}$ sin optimizar. . . . .	99
5.15. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	100
5.16. Geometría transformador pajarita de 2 secciones giradas. . . . .	101
5.17. Giro del modo. . . . .	101
5.18. Comparativa transformador pajarita 1 y 2 secciones. . . . .	101
5.19. Estructura optimizada del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	103
5.20. Giro de los modos. . . . .	103
5.21. Parámetros $S_{11}$ y relación axial del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	104
5.22. Parámetros $S$ del polarizador. . . . .	104
5.23. Estructura optimizada del polarizador pajarita de 2 secciones. . . . .	105
5.24. Giro de los modos. . . . .	106
5.25. Parámetros $S_{11}$ y relación axial del polarizador pajarita de 2 secciones. . . . .	106
5.26. Parámetros $S$ del polarizador. . . . .	107
5.27. Comparativa parámetro $S_{11}$ optimizados. . . . .	108
B.1. Diagrama de flujo de información de Matlab y CST MWS. . . . .	120



# Índice de tablas

2.1. Valores de $p'_{nm}$ . . . . .	16
2.2. Valores de $p_{nm}$ . . . . .	17
3.1. Dimensiones discontinuidad plano H. . . . .	35
3.2. Frecuencias corte. . . . .	35
3.3. Dimensiones discontinuidad plano E. . . . .	36
3.4. Frecuencias corte. . . . .	36
3.5. Dimensiones discontinuidad doble plano. . . . .	38
3.6. Frecuencias corte. . . . .	38
3.7. Dimensiones discontinuidad circular. . . . .	39
3.8. Frecuencias corte. . . . .	40
4.1. Diseño Transformador Binomial . . . . .	50
4.2. Frecuencias de corte transformador rectangular. . . . .	54
4.3. Dimensiones del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	54
4.4. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 1 sección. . . . .	54
4.5. Dimensiones del transformador rectangular de 2 secciones. . . . .	55
4.6. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 2s. . . . .	56
4.7. Dimensiones del transformador rectangular de 3 secciones. . . . .	57
4.8. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 3 secciones. . . . .	57
4.9. Ancho de banda fraccional de un transformador rectangular. . . . .	59
4.10. Frecuencias de corte transformador circular. . . . .	59
4.11. Dimensiones transformador circular de 1 sección. . . . .	59
4.12. Dimensiones optimizadas del transformador circular de 1 sección. . . . .	60
4.13. Dimensiones transformador circular de 2 secciones. . . . .	61
4.14. Dimensiones optimizadas del transformador circular de 2 secciones. . . . .	61

4.15. Dimensiones transformador circular de 3 secciones. . . . .	62
4.16. Dimensiones optimizadas del transformador circular de 3 secciones. . . . .	63
4.17. Ancho de banda fraccional de un transformador circular. . . . .	65
4.18. Frecuencias de corte transformador cuadrado. . . . .	65
4.19. Dimensiones transformador cuadrado de 1 sección. . . . .	65
4.20. Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 1 sección. . . . .	66
4.21. Dimensiones transformador cuadrado de 2 secciones. . . . .	67
4.22. Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 2 secciones. . . . .	67
4.23. Dimensiones transformador cuadrado de 3 secciones. . . . .	68
4.24. Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 3 secciones. . . . .	69
4.25. Ancho de banda fraccional de un transformador cuadrado. . . . .	70
4.26. Ancho de banda fraccional de la transformación guía cuadrada a circular. . . . .	76
4.27. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	77
4.28. Dimensiones óptimas del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	77
4.29. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	78
4.30. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	78
4.31. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones. . . . .	79
4.32. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrada de 3 secciones. . . . .	80
4.33. Ancho de banda fraccional de la transformación guía rectangular a cuadrada. . . . .	81
4.34. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	82
4.35. Dimensiones óptimas del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección. . . . .	82
4.36. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	83
4.37. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones. . . . .	83
4.38. Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones. . . . .	84
4.39. Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrada de 3 secciones. . . . .	85
4.40. Ancho de banda fraccional de la transformación guía rectangular a cuadrada. . . . .	86
5.1. Frecuencias de corte transformador pajarita. . . . .	95
5.2. Dimensiones del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	95
5.3. Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	95
5.4. Dimensiones del transformador pajarita de 2 secciones. . . . .	96
5.5. Dimensiones optimizadas del transformador pajarita de 2 secciones. . . . .	97

5.6. Dimensiones del transformador pajarita de 3 secciones. . . . .	98
5.7. Dimensiones optimizadas del transformador pajarita de 3 secciones. . . . .	98
5.8. Ancho de banda fraccional de un transformador pajarita. . . . .	100
5.9. Frecuencias de corte transformador pajarita. . . . .	102
5.10. Dimensiones iniciales del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	102
5.11. Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 1 sección. . . . .	102
5.12. Dimensiones iniciales del polarizador pajarita de 2 secciones. . . . .	105
5.13. Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 2 secciones. . . . .	105
5.14. Ancho de banda fraccional de un polarizador pajarita. . . . .	108
A.1. Dimensiones estandar de una guía rectangular. . . . .	117
A.2. Dimensiones estandar de una guía circular. . . . .	118
C.1. Objetos en VBA. . . . .	124



# 1

## Introducción

### 1.1. Motivación del proyecto.

Las tecnologías de radiofrecuencia o milimétricas hacen referencia a señales de frecuencia entre 300 MHz y 300 GHz, que suponen un rango de longitud de onda de 1 m a 1 mm. Debido a las altas frecuencias (y cortas longitudes de onda), la teoría de circuitos clásica no se puede aplicar directamente para resolver los circuitos en dicha banda de frecuencias, por lo que, se ha de recurrir a las ecuaciones de Maxwell para caracterizar el comportamiento de los dispositivos operando en estas frecuencias. Las características de las microondas complican el análisis y el diseño de los dispositivos que operan en dicho rango de frecuencias. Sin embargo, estos factores proporcionan una serie de ventajas en algunas aplicaciones, por ejemplo:

- La ganancia de la antena es proporcional a su tamaño eléctrico. A frecuencias más altas es posible una mayor ganancia de la antena para un tamaño dado.
- Se puede conseguir mayor ancho de banda absoluto a altas frecuencias. El ancho de banda de un dispositivo suele depender, sobre todo, del ancho de banda relativo o fraccional a cubrir. Sin embargo, un ancho de banda absoluto de 1% de 600 MHz es 6 MHz (el ancho de banda aproximado de un canal de televisión); y un ancho de banda absoluto de 1% de 60 GHz es 600 MHz (del orden de 100 canales de televisión). El ancho de banda absoluto es trascendental porque las bandas de frecuencia del espectro electromagnético disponibles están cada vez más saturadas.
- Las señales de microondas viajan por línea de visión directa y no son absorbidas por la ionosfera, como lo son las señales de frecuencia más baja.
- La superficie efectiva radar de un objeto es proporcional al tamaño eléctrico del objeto. Esta característica, junto con la variación en frecuencia de la ganancia de la antena, hace que se utilice las frecuencias de microondas para los sistemas radar.

- Varias resonancias moleculares, atómicas y nucleares se producen a frecuencia de microondas, creando una variedad de aplicaciones en las áreas de la ciencia básica, detección remota, diagnóstico y tratamiento médico y métodos de calefacción.

Dentro de los circuitos de microondas, las estructuras en guía de onda son unos dispositivos que se utilizan comúnmente en este rango de frecuencias. Se usan para construir filtros, multiplexores, polarizadores, transformadores de señal, ortomodos... que adaptan la señal y la preparan para su posterior utilización en sistemas de telecomunicación, tales como telefonía o televisión por satélite. En la actualidad, el empleo de sistemas de microondas es fundamental y sus aplicaciones incluyen, entre otras, control de tráfico aéreo, navegación marina, control de misiles, aviación, vigilancia, telecomunicaciones...

La utilización de guías de ondas a las frecuencias de microondas se deben a la necesidad de aplicaciones que requieran alta potencia y bajas pérdidas. A altas frecuencias se prefiere utilizar guías de ondas a líneas de transmisión planares debido a sus bajas pérdidas.

Uno de los requisitos esenciales en los circuitos de microondas es la habilidad de transferir potencia de señal de un punto a otro sin pérdidas de radiación o disipación en forma de calor. Las propiedades eléctricas que disponen las guías de ondas las hacen adecuadas para transmitir de un punto a otro sin pérdidas de radiación.

Centrandose la discusión en el presente proyecto fin de carrera, los transformadores permitirán adaptar la potencia de señal entre diferentes medios de transmisión. El uso de las diferentes geometrías de guía de onda resultará fundamental dependiendo de la aplicación a desarrollar.

## 1.2. Objetivos y organización de la memoria.

El objetivo principal de este proyecto ha sido el análisis y diseño de transformadores de campo en una guía de onda en la banda de frecuencias de microondas. Se comenzará por el análisis de los campos electromagnéticos y la influencia de las discontinuidades de una guía sobre los campos hasta llegar a la simulación de la estructura de un transformador de guía de onda. Concretamente, se ha trabajado en el diseño de transformadores rectangulares, circulares, cuadrados y con una geometría con forma de *bow-tie* o pajarita. Estas geometrías son muy comunes en sistemas de microondas para comunicaciones por satélite, y también para el segmento terreno.

Un transformador de campo es la estructura que sirve para transferir la señal que viaja en un determinado modo de un sistema de transmisión a otro modo de un sistema de transmisión distinto. Los dos sistemas de transmisión entre los que el transformador adapta la señal pueden ser distintos (por ejemplo, uno en guía de onda circular y otro rectangular) o del mismo tipo pero con alguna dimensión diferente.

Los sistemas de transmisión entre los que se adapta el transformador, se denominarán, en este proyecto, como sistema de entrada (o guía de entrada, puesto que fundamentalmente se tratará con guías de onda) y de salida.



Si la guía de entrada y salida son distintas, el campo (o el modo, solución de campo que puede existir en una guía de onda) en el que va la señal en la guía de entrada y el campo en el que se transforma en la guía de salida, serán distintos. Incluso si la guía de entrada y salida tienen las mismas dimensiones, el campo de la guía de entrada y salida pueden estar confinados en una sección distinta o girados entre sí (en este caso se suelen denominar, rotadores o *twist*). Es por eso que este proyecto se titula “transformadores de campo”, para hacer referencia a todas estas situaciones que se abordarán en el proyecto.

En el capítulo 2, se presentarán los conceptos teóricos básicos para comprender las distintas familias de modos, que se podrán encontrar en las diferentes geometrías de las guías de onda. También, se presentará el desarrollo teórico de las ecuaciones de Maxwell que representan el comportamiento de los campos electromagnéticos en las diferentes geometría de guías de ondas.

En el capítulo 3, se desarrollará la metodología necesaria para caracterizar una discontinuidad en una guía de onda, se estudiarán los diferentes tipos de discontinuidades en cada guía de onda de forma teórica e implementando la correspondiente simulación para cada caso. Además, se realizarán simulaciones de diferentes geometrías de guías de ondas para fundamentar los conceptos teóricos, para ello, se usará la herramienta CST Microwave Studio y herramientas basadas en Mode-Matching, desarrolladas en el Grupo de Sistemas de RadioFrecuencia y Comunicaciones Ópticas (GSRCO) de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.

En el capítulo 4, se estudiará el uso de transformadores clásicos o de guías de onda canónica con geometrías rectangular y circular. Este tipo de transformadores en guía de onda se encuentran muy desarrollados en la literatura técnica, y hay técnicas de síntesis y modelos circuitales muy avanzados que permiten crear diseños muy competitivos. Aún así, el enfoque usado en este proyecto es usar técnicas de optimización numérica con el objetivo de ponerlas a punto para el siguiente capítulo, donde no se dispone de modelos circuitales y por ahora la optimización es vital para conseguir buenos resultados. Se comprobará que es indispensable realizar un estudio teórico previo al proceso de diseño en la herramienta CST Microwave Studio.

En el capítulo 5, se estudiará el uso del transformador de guías de onda no canónicas (con geometría *bow-tie* o pajarita) y sus propiedades para adaptar campos con diferentes polarizaciones. El estudio de este tipo de transformadores cuyas técnicas de síntesis y modelos no se encuentran desarrollados obligará a optimizar los diseños mediante métodos numéricos. El diseño de este tipo de transformadores con guías no convencionales es el tema central del proyecto, con el objetivo de mejorar alguna característica de ancho de banda o compacidad respecto de diseños clásicos. También se estudiarán nuevos tipos de polarizadores con resultados prometedores.

Finalmente, en el capítulo 6, se expondrán las conclusiones de este proyecto fin de carrera, así como futuras tareas relacionadas con este estudio que se podrían abordar en un futuro.



# 2

## Conceptos básicos.

### 2.1. Introducción.

En este capítulo se desarrollarán los conocimientos necesarios para comprender la propagación de las ondas electromagnéticas en una guía de onda mediante el estudio de los diferentes modos electromagnéticos. Además, se estudiarán algunos casos particulares como la guía rectangular y la guía circular, necesarios para la comprensión de los siguientes capítulos.

### 2.2. Propagación en una guía de onda.

El estudio de cualquier problema electromagnético parte de las ecuaciones de Maxwell, que en el dominio temporal se escriben:

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{\mathcal{E}} &= -\frac{\partial \vec{\mathcal{B}}}{\partial t}, \\ \nabla \times \vec{\mathcal{H}} &= \vec{\mathcal{J}} + \frac{\partial \vec{\mathcal{D}}}{\partial t}.\end{aligned}$$

Junto con las dos ecuaciones anteriores, se encuentra la ecuación del principio de conservación de la carga:

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{J}} + \frac{\partial \bar{\rho}}{\partial t} = 0.$$

Si se parte de las anteriores ecuaciones, se pueden calcular dos ecuaciones adicionales:

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho,$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0.$$

Para la siguiente discusión, se considera que se comprenden ideas básicas tales como, constante de propagación ( $\gamma$ ), constante de atenuación ( $\alpha$ ), constante de fase ( $\beta$ ) y coeficiente de reflexión ( $\rho$ ); todas estas ideas se encuentran desarrolladas en [1] o [2].

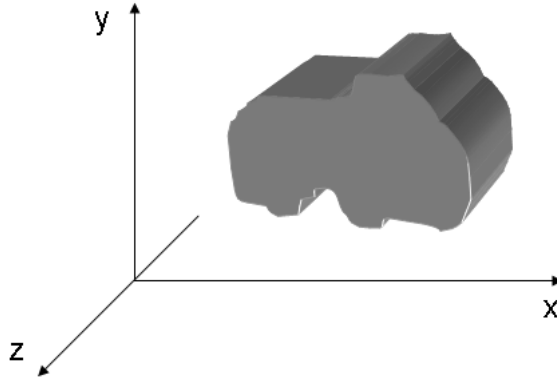


Figura 2.1: Guía de onda de sección arbitraria.

Una forma muy útil de resolver este tipo de problemas para una guía de onda como la de la figura 2.1, consiste en descomponer estas ecuaciones en las componentes transversal y longitudinal (axial, según  $z$ ), separando la dependencia con la componente  $z$  (método de separación de variables). Las soluciones de las ecuaciones de Maxwell en este sistema se pueden clasificar de acuerdo con las componentes vectoriales de los campos magnéticos y eléctricos, generando así tres tipos de soluciones, tal y como se muestra en [3] y [1]:

**Ondas Transversales Electromagnéticas (TEM):** este tipo de soluciones no contienen ninguna componente longitudinal.

**Ondas Transversales Magnéticas (TM o Modos E):** este tipo de soluciones no contiene ninguna componente longitudinal magnética.

**Ondas Transversales Eléctricas (TE o Modos H):** este tipo de soluciones no contienen ninguna componente longitudinal eléctrica.

Se debe matizar que según las características geométricas de la guía de onda se permitirá que se propague un tipo de modo u otro incluso varios a la vez, ésto dependerá de la frecuencia a la que trabaje dicha guía y de la *frecuencia de corte*. De esta manera, se agrupan los modos que presenta la guía en *modos evanescentes* (se atenúan rápidamente) y *modos en propagación*.

Se considera un *modo evanescente* si la frecuencia de corte de este modo es superior a la frecuencia de trabajo de la guía de onda, por consiguiente, los *modos en propagación* son aquellos cuya frecuencia de corte es inferior a la frecuencia de trabajo de la guía de onda.

Se denomina *modo fundamental o dominante* al primer modo que se propagará en la guía mientras que se define *modo superior* al primer modo que no se propagará por la guía. De esta forma, dependiendo del rango de frecuencias que se utilicen en una guía de onda, se determinará si esta guía es monomodo<sup>1</sup> o multimodo<sup>2</sup>.

Otros conceptos a tener en cuenta es el ancho de banda de una guía de onda que se puede calcular mediante la siguiente expresión:

$$BW = 2 \frac{f_{superior} - f_{inferior}}{f_{superior} + f_{inferior}}, \quad (2.1)$$

donde  $f_{superior}$ , es la frecuencia mayor que se utilizará en la guía de onda, mientras que  $f_{inferior}$ , es la frecuencia menor.

Se calcula el ancho de banda fraccional simplemente multiplicando la expresión anterior por 100. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [4].

El problema de la guía de onda se caracteriza por ser un medio homogéneo e isotrópico determinado por  $\mu$  y  $\epsilon$ , en el que no existen fuentes ni corrientes ( $\rho = 0$  y  $\bar{J} = 0$ ) y rodeado por un conductor perfecto ( $\sigma = \infty$ ). Siguiendo la metodología propuesta en [2], se pueden obtener las ecuaciones de Maxwell en el dominio frecuencial:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}, \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E}, \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = 0, \quad (2.4)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0. \quad (2.5)$$

Si se usan rotacionales en las ecuaciones 2.2 y 2.3 y se tienen en cuenta las otras dos ecuaciones, se puede obtener las expresiones que cumplen la ecuación de Helmholtz:

$$\nabla^2 \bar{E} - \gamma_0^2 \bar{E} = 0,$$

$$\nabla^2 \bar{H} - \gamma_0^2 \bar{H} = 0,$$

donde:  $\gamma_0^2 = -\omega^2\mu\epsilon$ .

---

<sup>1</sup>Propagación de un solo modo a la frecuencia de trabajo.

<sup>2</sup>Propagación de varios modos a la frecuencia de trabajo.

Se descomponen las ecuaciones en componente transversal ( $\hat{x}, \hat{y}$ ) y la componente en dirección  $\hat{z}$ ,  $\bar{E} = \bar{E}_t + \bar{E}_z$ ,  $\bar{H} = \bar{H}_t + \bar{H}_z$  y utilizando las ecuaciones 2.2 y 2.3 se calculan las ecuaciones de los vectores. El desarrollo de estas ecuaciones se encuentra en [3], utilizando coordenadas rectangulares:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + \gamma E_y = -j\omega\mu H_x, \quad (2.6)$$

$$-\gamma E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y, \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z, \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + \gamma H_y = j\omega\epsilon E_x, \quad (2.9)$$

$$-\gamma H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon E_y, \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z. \quad (2.11)$$

Si se opera con estas ecuaciones y siguiendo el procedimiento utilizado en [3], se definen las componentes de los campos transversales en función de las componentes longitudinales:

$$H_x = \frac{1}{k_c^2} \left( j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (2.12)$$

$$H_y = \frac{-1}{k_c^2} \left( j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (2.13)$$

$$E_x = \frac{-1}{k_c^2} \left( \gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (2.14)$$

$$E_y = \frac{1}{k_c^2} \left( -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right). \quad (2.15)$$

en donde  $\gamma^2 = \gamma_0^2 + \gamma_c^2$  es la constante de propagación de un modo, donde  $k_c^2 = -\gamma_c^2$  es un número  $\mathbb{R}^+$  cuyo valor se obtiene al resolver cada modo, basándose en la geometría de la guía y  $\gamma_0^2 = -\omega^2\mu\epsilon$ . Esto se puede comprobar en [2].

Por otro lado,  $\gamma = \alpha + j\beta \in \mathbb{C}$  y depende de la frecuencia. La parte real (no negativa,  $\alpha$ ), se denomina la constante de atenuación<sup>3</sup>. La parte imaginaria (no negativa,  $\beta$ ), se denomina la constante de fase<sup>4</sup>. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [3].

### 2.2.1. Modos Transversales Electromagnéticos (TEM).

Este tipo de modos se caracterizan por que la componente longitudinal de los campos magnéticos y eléctricos es nula,  $E_z = H_z = 0$ ; esto provocaría un resultado indeterminado por lo que se resuelve el problema partiendo de las ecuaciones 2.6-2.11 y aplicando la condición de los modos TEM, se calculan las expresiones del campo:

$$\bar{E}_t = -\nabla_t \Phi(x, y),$$

$$H_t = \frac{1}{\eta_{TEM}} (\hat{z} \times \bar{E}_t),$$

donde  $\eta_{TEM} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  es la impedancia característica del modo  $Z_{TEM}$ . El cálculo de las ecuaciones anteriores puede seguirse de manera más exhaustiva en [3].

### 2.2.2. Modos Transversales Eléctricos (TE).

Este tipo de modos se caracterizan por cumplir que  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$ , de esta forma se redefinen las ecuaciones de los campos  $\bar{E}$  y  $\bar{H}$ :

$$H_x = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}, \quad (2.16)$$

$$H_y = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}, \quad (2.17)$$

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y}, \quad (2.18)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x}. \quad (2.19)$$

Se calcula la impedancia característica de este tipo de modos, siguiendo un procedimiento similar al caso anterior:

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}. \quad (2.20)$$

<sup>3</sup>Disminución de la amplitud del modo cuando viaja a través de una guía.

<sup>4</sup>Describe la variación de la fase de un modo con respecto al eje de propagación (z).

Se destaca que para resolver la ecuación de onda en el modo TE se deben cumplir las condiciones de contorno homogéneas de Neumann, donde el campo longitudinal ( $\bar{E}_z$ ) en la superficie conductora es equivalente al campo tangencial ( $\bar{E}_t$ ) e igual a cero.

### 2.2.3. Modos Transversales Magnéticos(TM).

Este tipo de modos se caracterizan por  $E_z \neq 0$  y  $H_z = 0$ , de esta manera se expresan las ecuaciones de los campos de la siguiente forma:

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}, \quad (2.21)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, \quad (2.22)$$

$$E_x = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x}, \quad (2.23)$$

$$E_y = \frac{-\gamma}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y}. \quad (2.24)$$

Se calcula la impedancia característica de dichos modos, siguiendo un procedimiento similar al caso de los modos TEM:

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon}. \quad (2.25)$$

Se destaca que para resolver la ecuación de onda en el modo TM se deben cumplir las condiciones de contorno homogéneas de Dirichlet, donde el campo longitudinal ( $\bar{E}_z$ ) en la superficie conductora es equivalente al campo tangencial ( $\bar{E}_t$ ) e igual a cero.

### 2.2.4. Perdidas en una guía de transmisión.

Para las guías de onda, la constante de atenuación se puede calcular como la suma de las perdidas en el conductor y en el dieléctrico:

$$\alpha = \alpha_{conductor} + \alpha_{dieléctrico},$$

donde  $\alpha_{dieléctrico} = \frac{k \tan \delta}{2\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$ , donde  $\tan \delta$  es una característica del dieléctrico, mientras que para calcular las perdidas del conductor se puede utilizar la expresión:

$$\alpha_{conductor} = \frac{P_{conductor}^{disipada\ por\ unidad\ de\ longitud}}{2P_{total}}. \quad (2.26)$$

Se calcula la  $P_{total}$  mediante la aplicación del teorema de Poynting a los campos  $\bar{E}_t$  y  $\bar{H}_t$  resultando la expresión siguiente:



$$P_{total} = \frac{1}{2} P_{\Re} \left[ \oint_{superficie} (\bar{E}_t \times \bar{H}_t^*) dS \right],$$

siendo  $\bar{H}_t^*$  el conjugado de  $\bar{H}_t$ .

Mientras que para calcular las pérdidas disipadas del conductor por unidad de longitud se utiliza:

$$P_{disipada}^{conductor} = \frac{1}{2} R_s \oint_{contorno} |\bar{H}_s|^2 dl,$$

en donde  $R_s = \frac{1}{\sigma J_s}$ ,  $\sigma$  es la conductividad del conductor y  $\bar{J}_s = \hat{n} \times \bar{H}_s$  es la densidad de corriente en la superficie del conductor. Para obtener  $\bar{H}_s$  se debe calcular el campo magnético en cada superficie del conductor.

### 2.2.5. Propiedades de corte de los modos TE y TM.

En un modo  $TE_{mn}$  o  $TM_{mn}$  no evanescente se cumple que  $\beta = \sqrt{k^2 - k_{c_i}^2}$ , donde  $k_{c_i}$  es el número de onda de corte de cada modo. Otra forma de comprobación consistiría en calcular la frecuencia de corte de dicho modo. En el caso de guías rectangulares la expresión a utilizar sería 2.27. Mientras que para una guía circular se utilizarán las expresiones 2.29 y 2.28.

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2\right)}, \quad (2.27)$$

$$f_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}}{2\pi r\sqrt{\mu\epsilon}}, \quad (2.28)$$

$$f_{c_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{2\pi r\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (2.29)$$

Donde  $p_{nm}$  y  $p'_{nm}$  son las raíces de las ecuaciones de Bessel. En ambos casos se cumplirá:

Si  $f_{trabajo} > f_c$ , entonces el modo se está propagando, siendo  $\gamma_i = j\beta_i$ .

Si  $f_{trabajo} < f_c$ , entonces el modo no se propaga, siendo  $\gamma_i = \alpha_i$ , se dice entonces que es un modo evanescente o al corte.

## 2.3. Casos Particulares.

Como anteriormente se ha comentado, para el desarrollo correcto de este proyecto será necesario recordar conceptos básicos relacionados con estructuras de guías de onda rectangulares y circulares.

### 2.3.1. Guía Rectangular.

La simplicidad del transporte de señales de microondas hace que, aún hoy, se utilicen en multitud de aplicaciones, existiendo una gran variedad de circuitos desarrollados en esta tecnología.

La geometría de una guía rectangular se encuentra representada en la figura 2.2, de esta manera se pueden propagar modos TE y modos TM en la guía pero no modos TEM. Además, se asume que la guía se encuentra rellena de un material que se puede caracterizar por la permitividad  $\epsilon$  y la permeabilidad  $\mu$ . Los valores estándares de este tipo de guías se encuentran en el anexo A, donde la geometría cumple que  $a > b$ , correspondiendo el lado mayor al eje x.

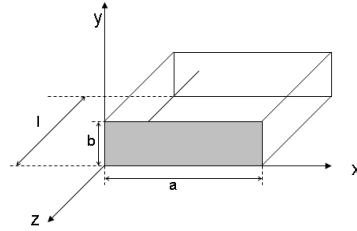


Figura 2.2: Geometría de una guía rectangular.

#### Modos TE.

Al tratarse de un modo TE que se corresponde con  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$ , donde  $H_z$  debe cumplir la ecuación de Helmholtz:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z = 0, \quad (2.30)$$

si  $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-\gamma z}$  y se aplica el método de separación de variables

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y), \quad (2.31)$$

se sustituye en la ecuación 2.30 la expresión 2.31 y se obtiene una ecuación diferencial, que se resuelve por separación de variables se calculan así las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + k_x^2 X = 0,$$

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + k_y^2 Y = 0,$$

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2.$$

Se resuelven las ecuaciones diferenciales de segundo orden, obteniéndose  $X(x)$  y  $Y(y)$ , así la ecuación 2.31 se define como:

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

se aplican las condiciones de contorno, donde el campo tangencial es nulo en la superficie conductora se calcula:

$$H_z(x, y, z) = (A_{mn} \cos k_x x \cos k_y y) e^{\gamma z}, \quad (2.32)$$

donde  $k_x = \frac{m\pi}{a}$ , para todo valor entero de  $m = 0, 1, 2, \dots$  y  $k_y = \frac{n\pi}{b}$  para todo valor entero de  $n = 0, 1, 2, \dots$ , pero no  $n = m = 0$  a la vez. Los valores de  $n$  y  $m$  determinarán qué modo de la familia TE se propaga. A los distintos modos se les suelen denominar modos  $TE_{mn}$  y sus expresiones de campo se pueden obtener de sustituir la ecuación 2.32 en las ecuaciones 2.16-2.19:

$$E_z = 0,$$

$$H_z = A_{mn} \cos(k_x x) \cos(k_y y),$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_y A_{mn} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x A_{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$H_x = \frac{\gamma}{k_c^2} k_x A_{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z}.$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [1] y [3].

### Modos TM.

Al tratarse de un modo TM debe cumplir que  $H_z = 0$  y  $E_z \neq 0$ , en este caso  $E_z$  deberá cumplir la ecuación de Helmholtz y si se desarrolla un análisis similar al caso anterior, se obtienen las expresiones de las componentes de los campos:

$$H_z(x, y, z) = (A_{mn} \cos k_x x \cos k_y y) e^{\gamma z}, \quad (2.33)$$

donde  $k_x = \frac{m\pi}{a}$ , para todo valor entero de  $m = 1, 2, \dots$  y  $k_y = \frac{n\pi}{b}$ , para todo valor entero de  $n = 1, 2, \dots$ . Los valores de  $n$  y  $m$  determinarán qué modo de la familia TM se propaga. A los distintos modos se les suelen denominar modos  $TM_{mn}$  y sus expresiones de campo se pueden obtener de sustituir la ecuación 2.33 en las ecuaciones 2.21-2.24:

$$H_z = 0,$$

$$E_z = B_{mn} \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$E_x = \frac{-\gamma}{k_c^2} k_x B_{mn} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$E_y = \frac{-\gamma}{k_c^2} k_y B_{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} k_y B_{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z},$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2} k_x B_{mn} \cos(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z},$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [1] y [3].

### Representación de modos TE y TM.

Debido a que  $a > b$ , el *modo fundamental* de este tipo de guía es el  $TE_{10}$ . Se representa la atenuación de los conductores (ecuación 2.26) para los distintos modos en la figura 2.3<sup>5</sup>.

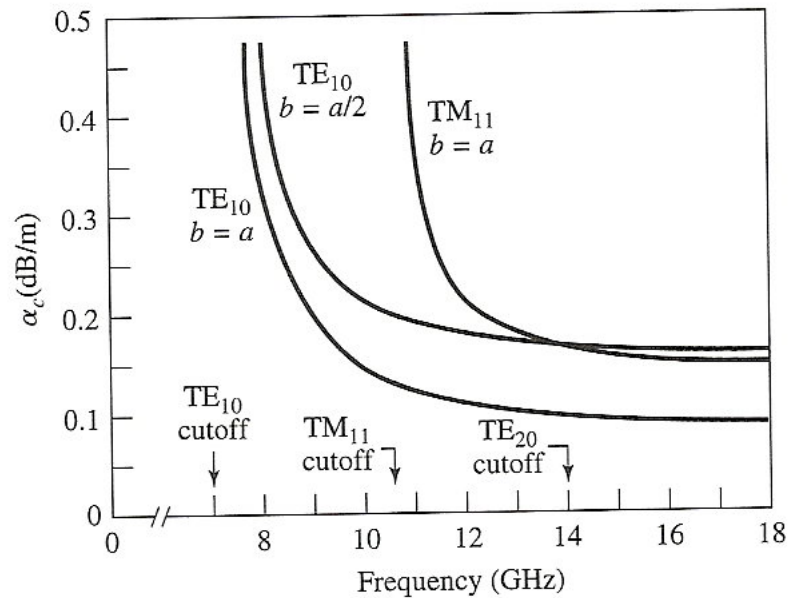


Figura 2.3: Atenuación para los modos de propagación para  $a = 2$  cm.

### 2.3.2. Guía Circular.

Para analizar este tipo de estructura es necesario utilizar coordenadas cilíndricas, la geometría de este tipo de guías se caracteriza por su radio  $r$ . Una representación de la geometría de una guía circular se muestra en la figura 2.4<sup>6</sup>. Los valores estándares de este tipo de guías se encuentran en el anexo A.

<sup>5</sup>Imagen tomada de [3]

<sup>6</sup>Imagen tomada de [3]

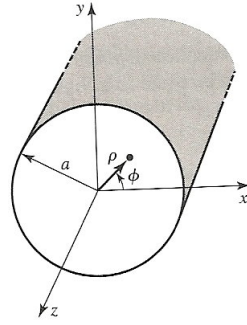


Figura 2.4: Geometría de una guía circular.

Los campos transversales en coordenadas cilíndricas pueden ser derivados de  $E_z$  y  $H_z$ , salvo que se encontrarán expresados en  $\rho$  y  $\phi$ . Si se realiza un cambio de coordenadas se presentarían los campos como:

$$E_\rho = \frac{-1}{k_c^2} \left( \gamma \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{j\omega\mu}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right),$$

$$E_\phi = \frac{-1}{k_c^2} \left( \frac{\gamma}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right),$$

$$H_\rho = \frac{-1}{k_c^2} \left( \frac{j\omega\epsilon}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right),$$

$$H_\phi = \frac{-1}{k_c^2} \left( j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\gamma}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right).$$

### Modos TE.

Al tratarse un modo TE se corresponde con  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$ , donde  $H_z$ , debe cumplir la ecuación de Helmholtz en coordenadas cilíndricas sabiendo que  $H_z(\rho, \phi, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-\gamma z}$ , entonces se obtiene:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} + k_c^2 \right) h_z(\rho, \phi) = 0. \quad (2.34)$$

Si se utiliza el método de separación de variables:

$$h_z(\rho, \phi) = R(\rho)P(\phi), \quad (2.35)$$

y si se sustituye en la ecuación 2.34 la expresión 2.35, entonces se obtiene una ecuación diferencial, que se resuelve por separación de variables, obteniéndose:

$$\frac{1}{R} \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho R} \frac{\partial R}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2 P} \frac{\partial^2 P}{\partial \phi^2} + k_c^2 = 0.$$

Así, se calculan las soluciones generales:

$$P(\phi) = A \sin(k_\phi \phi) + B \cos(k_\phi \phi).$$

La solución de  $h_z$  debe ser periódica en  $\phi$ , debido a la geometría de la guía, por lo que  $h_z(\rho, \phi) = h_z(\rho, \phi \pm 2m\pi)$  y  $k_\phi$  deberá ser un número entero de  $n$ .

Para resolver la otra ecuación diferencial, sería necesario utilizar ecuaciones diferenciales de Bessel de primer tipo,  $J_n(x)$  y de segundo tipo,  $Y_n(k_c \rho)$ . Se obtiene así:

$$R(\rho) = C J_n(k_c \rho) + D Y_n(k_c \rho).$$

Sí  $Y_n(k_c \rho)$  llega a ser  $\infty$  cuando  $\rho = 0$ , es indispensable que  $D = 0$ . Resultando que:

$$h_z(\rho, \phi) = (A \sin(k_\phi \phi) + B \cos(k_\phi \phi)) J_n(k_c \rho).$$

Si se aplican las condiciones de contorno en este caso  $E_{tangencial} = 0$  en las paredes de la guía, se obtiene que  $E_\phi(\rho, \phi) = 0$  para  $\rho = r$ . Esto obliga a que  $J'_n(k_c a) = 0$  por lo que habría que calcular las raíces de la derivada de la función de Bessel,  $p'_{nm}$ , por suerte estas raíces se encuentran tabuladas, pudiendose observar las primeras raíces en la tabla 2.1.

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

Tabla 2.1: Valores de  $p'_{nm}$

Así se define:

$$k_{c_{nm}} = \frac{p'_{nm}}{r}, \quad (2.36)$$

donde  $m \geq 1$ . El *modo fundamental* de este tipo de guías es el  $TE_{11}$ . Si se usa la ecuación 2.36, se puede calcular la frecuencia de corte para los modos  $TE_{nm}$  aplicando la ecuación 2.29. Si se tienen en cuenta todas las consideraciones anteriores, se pueden definir las ecuaciones de los campos electromagnéticos como:

$$E_z = 0,$$

$$H_z = (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$H_\rho = \frac{-\gamma}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$H_\phi = \frac{-\gamma n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z}.$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [1] y [3].

### Modos TM.

Al tratarse de un modo TM que se corresponde con  $E_z \neq 0$  y  $H_z = 0$ , donde  $E_z$  debe cumplir la ecuación de Helmholtz en coordenadas cilíndricas, sabiendo que  $E_z(\rho, \phi, z) = e_z(\rho, \phi) e^{-\gamma z}$ , se obtiene que:

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} + k_c^2 \right) e_z(\rho, \phi) = 0. \quad (2.37)$$

Si se utiliza un procedimiento similar a la sección 2.3.2:

$$e_z(\rho, \phi) = (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho),$$

en este caso se buscarían las raíces de la función de Bessel que cumplan:

$$J_n(k_c a) = 0,$$

$$k_{c_{nm}} = \frac{p_{nm}}{r},$$

siendo los valores de  $p_{nm}$  los representados en la tabla 2.2.

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

Tabla 2.2: Valores de  $p_{nm}$

Así se puede calcular la frecuencia de corte mediante la ecuación 2.28.

Si se tienen en cuenta todas las consideraciones anteriores se definen las ecuaciones de los campos electromagnéticos como:

$$H_z = 0,$$

$$E_z = (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$E_\rho = \frac{-\gamma}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$E_\phi = \frac{-\gamma n}{k_c} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$H_\rho = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-\gamma z},$$

$$H_\phi = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2 \rho} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-\gamma z}.$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [1] y [3].

### Representación de modos TE y TM.

En la figura 2.5,<sup>7</sup> se representa la atenuación de los conductores para los distintos modos. Se puede apreciar que para una frecuencia lo suficientemente grande como para que se propague el modo  $TE_{01}$  la atenuación que sufre este modo es mucho menor que el fundamental; esto no ocurre en el caso de la guía cuadrada figura 2.3.

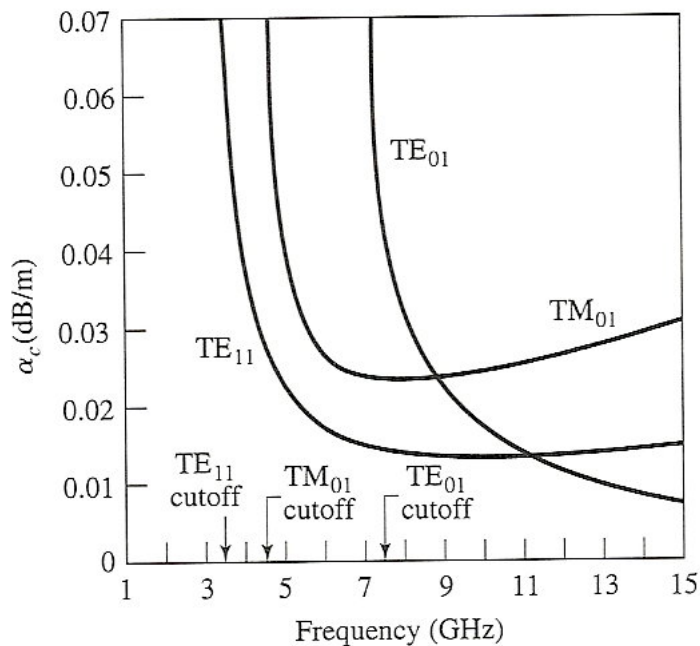


Figura 2.5: Atenuación para varios modos de propagación con un  $r = 2,54$  cm.

### 2.3.3. Casos Prácticos.

Con la intención de afianzar conceptos, se ha implementado un modelo de una guía circular y una guía rectangular en Matlab, para después representar los distintos parámetros de interés.

<sup>7</sup>Imagen tomada de [3]



### Guía rectangular.

La guía implementada se diseñó para una frecuencia de trabajo de 12 GHz, de tal forma que el diseño fuese monomodo, es decir, que sólo se propague el modo fundamental. Para calcular las dimensiones de la guía fue necesario despejar los valores de  $a$  y  $b$  de la ecuación 2.27 obteniéndose que  $a = 15$  mm y  $b = 10$  mm. El código implementado se encuentra parametrizado de tal forma que se puedan simular otras dimensiones. A continuación se representan algunas gráficas en las figuras 2.6, 2.7 y 2.8.

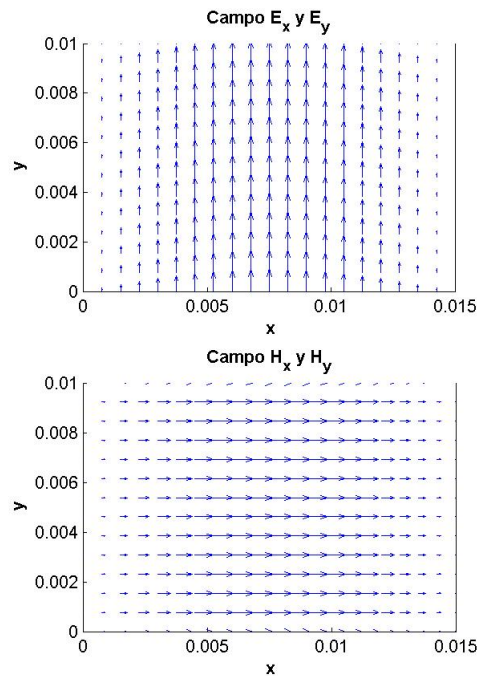


Figura 2.6: Campos tangenciales

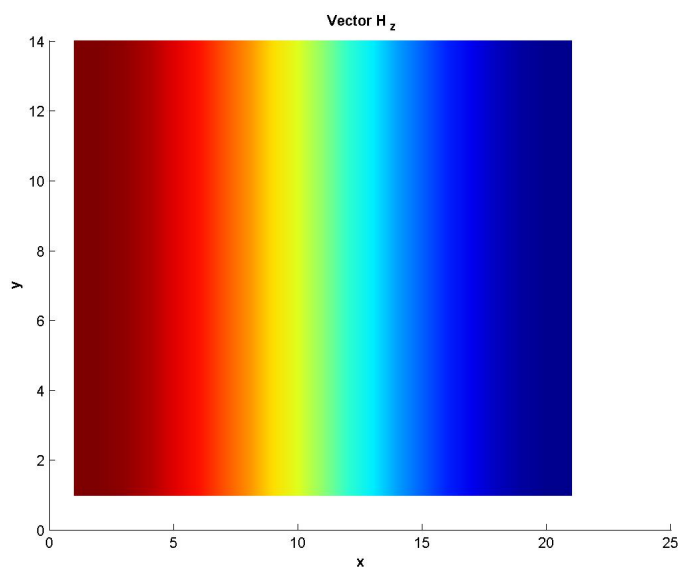


Figura 2.7: Campo longitudinal

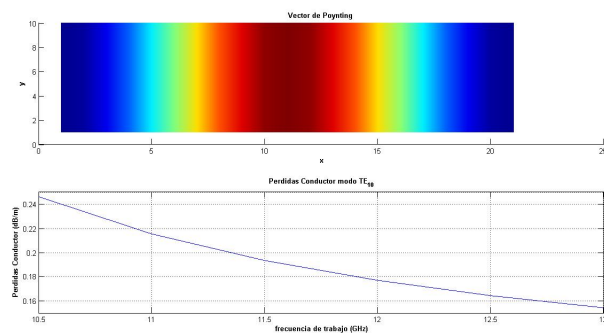


Figura 2.8: Vector de Poynting y Atenuación del modo fundamental

### Guía circular.

La guía implementada se diseñó para una frecuencia de trabajo de 12 GHz, de tal forma que el diseño fuese monomodo, es decir, que sólo se propague el modo fundamental. Para calcular las dimensiones de la guía fue necesario despejar el radio  $r$  de la ecuación 2.29 para el modo fundamental  $TE_{11}$ , así se calcularon los campos tangenciales y longitudinales, para su representación se realizó un cambio de coordenadas cilíndricas a cartesianas. El código implementado se encuentra parametrizado de tal forma que se puedan simular otras dimensiones. A continuación se representan algunas gráficas en las figuras 2.9 y 2.10.

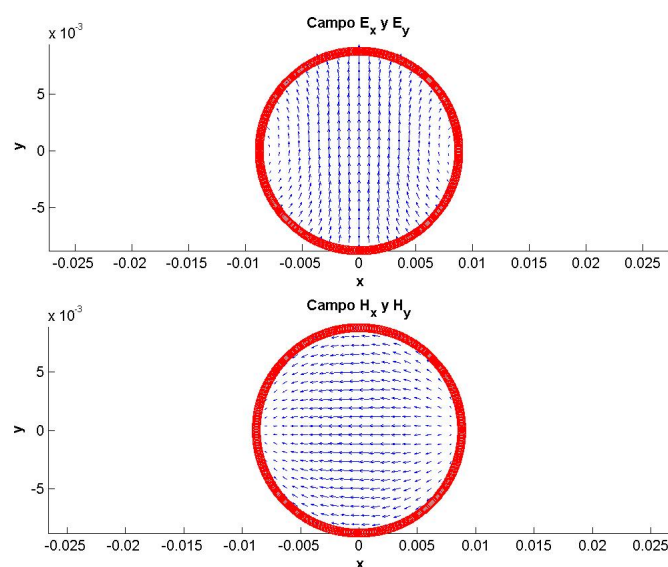


Figura 2.9: Campos tangenciales.

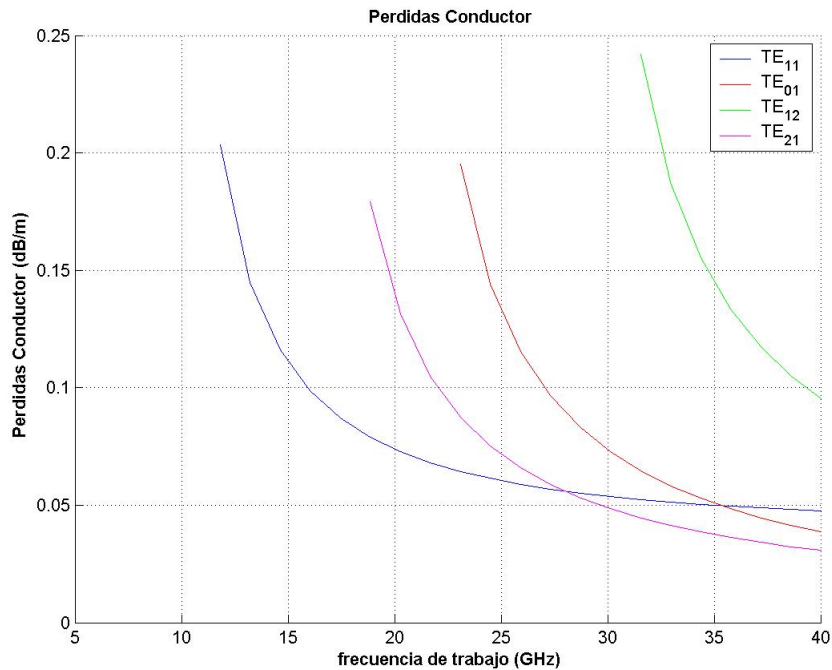


Figura 2.10: Atenuación para los distintos modos.

En el caso de la figura 2.10, se observa claramente que la guía se encuentra diseñada para comportarse como monomodo y como los otros modos se propagarían con unas pérdidas menores, si la frecuencia de trabajo fuese la adecuada.

## 2.4. Caracterización de circuitos de microondas mediante parámetros S.

Un cuadripolo<sup>8</sup>, representado en la figura 2.11, se puede caracterizar mediante diversas matrices, en particular la matriz de parámetros  $S$  o matriz de scattering (o dispersión). La línea de transmisión sería un caso particular de estructura de microondas que puede caracterizarse como un cuadripolo.

Una de las muchas justificaciones, para utilizar la matriz de parámetros  $S$  como caracterización de un circuito de microondas, se debe a que la medida de tensiones y corrientes resulta complicada a las frecuencias de microondas, por lo que éstas se quedan en un segundo plano para centrarse en la potencia que es más sencilla de caracterizar y medir.

<sup>8</sup>Elemento con 2 puertos de entrada y dos de salida. En el que existirá una puerta por cada modo de propagación.

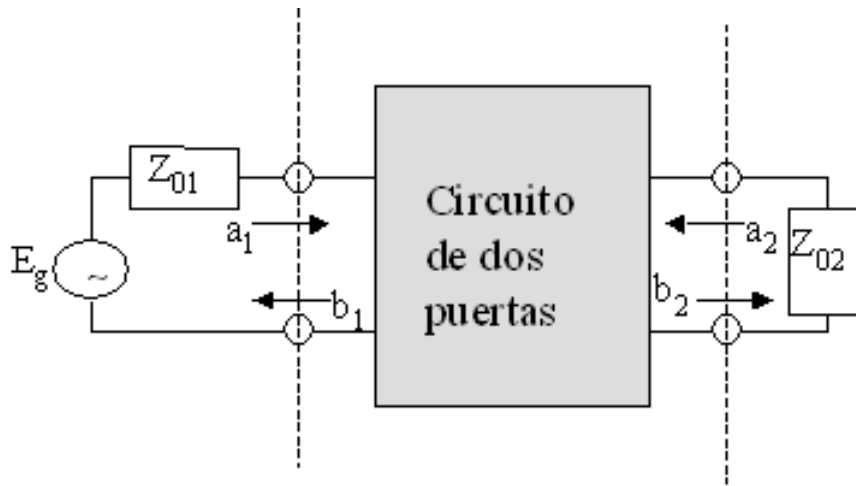


Figura 2.11: Red de cuadripolo.

Se puede consultar el desarrollo más detallado en[3].

### 2.4.1. Ondas de potencia y parámetros S.

Los resultados del estudio de la geometría de la 2.11, correspondiente a un circuito de dos puertas, se pueden generalizar a un circuito de n puertas. Para caracterizar el cuadripolo es necesario definir las ondas de potencias:

#### Ondas de potencia generalizadas:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad , \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^*i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{C}.$$

#### Ondas de potencia no generalizadas:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad , \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{R}.$$

La potencia entregada a cada puerta se define como:

$$P_{entregada} = |a_i|^2 + |b_i|^2 = \frac{1}{2} \text{Re}[v_i i_i^*].$$

Una vez definida las ondas de potencia, se obtienen los parámetros S de la siguiente forma:

**Coefficientes de reflexión:** es la relación entre la onda de potencia reflejada en la puerta i, con respecto a la onda de potencia incidente en esa misma puerta:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_j=0} \quad , \quad \forall j \neq i. \quad (2.38)$$

Además, se define: *Perdidas de retorno*(dB) =  $-20 \log_{10} |S_{ii}|$ .

**Coefficientes de transmisión:** es la relación entre la onda de potencia entregada en la puerta  $j$ , con respecto a la onda de potencia de la puerta  $i$ :

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_j=0}, \forall j \neq i. \quad (2.39)$$

Además, se define: *Perdidas de inserción*(dB) =  $-20 \log_{10} |S_{ji}|$ .

Con los coeficientes de reflexión y de transmisión se crea la matriz  $S$  del circuito de estudio:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

Se recuerda que los parámetros  $S$  son complejos,  $S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\phi_{mn}}$ . Existe un conjunto de ecuaciones que permite la conversión entre parámetros  $Z$ ,  $Y$ ,  $ABCD$  y  $S$ , que se encuentran representadas en la tabla de la página 187 de [3].

### 2.4.2. Propiedades de los parámetros $S$ .

Los parámetros  $S$  tienen un conjunto de propiedades bastante interesantes para el estudio del análisis de redes de microondas. Un desarrollo de las propiedades de los parámetros  $S$  se puede encontrar en [5].

**Reciprocidad:** se considera que una matriz de parámetros  $S$  es recíproca si cumple que  $[S] = [S]_t$ , es decir, que sus elementos cumplen  $S_{ij} = S_{ji}$ .

**Unitariedad:** en una red pasiva y sin pérdidas, la potencia total disipada en el dispositivo es nula, siendo  $[S]^{-1} = [S]_t^*$ .

**Simetría:** la simetría depende de la geometría física del cuadripolo, pudiendo variar según el número de planos de simetría existentes.

Si una red cumple las características anteriores y tiene dos puertos, entonces sus parámetros  $S$  cumplen:

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1.$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1.$$

### 2.4.3. Resumen

Todas estas definiciones pueden ser aplicadas a una red con un mayor número de puertos:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & \cdots & S_{1M} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & \cdots & S_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \cdots & \cdots & S_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix}.$$

Si se consideran distintos modos de propagación, se obtiene una matriz de parámetros  $S$  para cada modo, pudiéndose agrupar en la Matriz General de Scattering como se puede comprobar en [6]. Considerando sólo dos modos, se puede obtener la Matriz General de Scattering de la siguiente forma:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11}(1,1) & S_{11}(1,2) & S_{12}(1,1) & S_{12}(1,2) \\ S_{11}(2,1) & S_{11}(2,2) & S_{12}(2,1) & S_{22}(2,2) \\ S_{21}(1,1) & S_{12}(1,2) & S_{22}(1,1) & S_{22}(1,2) \\ S_{21}(2,1) & S_{22}(2,2) & S_{22}(2,1) & S_{22}(2,2) \end{bmatrix}.$$

## 2.5. Polarización de ondas planas.

Si se selecciona un punto concreto del espacio durante un cierto tiempo, se comprueba que el vector de intensidad de campo eléctrico describe un comportamiento variable, conociéndose este fenómeno por polarización.

Para realizar un estudio sobre la polarización, se deben calcular las direcciones de las componentes del campo  $\vec{E}$ , no siendo necesario estudiar las direcciones del campo  $\vec{H}$ , ya que éste depende de  $\vec{E}$ . Si se toman coordenadas esféricas  $\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi}$  y se resuelve cada componente, se obtiene:

$$E_\theta(t) = |E_\theta| \cos(\omega t + \delta_\theta),$$

$$E_\phi(t) = |E_\phi| \cos(\omega t + \delta_\phi).$$

Por lo tanto, la ecuación de la elipse de polarización, se muestra en la figura 2.12<sup>9</sup>:

$$\left( \frac{E_\theta(t)}{|E_\theta|} \right)^2 - 2 \frac{E_\theta(t) E_\phi(t)}{|E_\theta| |E_\phi|} \cos(\delta) + \left( \frac{E_\phi(t)}{|E_\phi|} \right)^2 = \sin^2(\delta),$$

donde  $\delta = \delta_\phi - \delta_\theta$  es la diferencia de fase entre las componentes  $E_\phi$  y  $E_\theta$ .

---

<sup>9</sup>Tomada de [7].

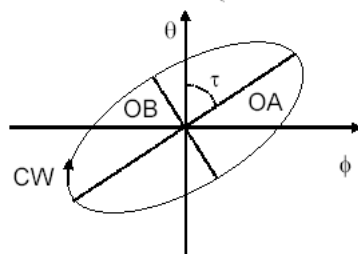


Figura 2.12: Elipse de polarización.

**Polarización lineal:** el campo se mueve sobre una recta, de modo que  $\delta = 0$ ,  $E_\theta = 0$ ,  $E_\phi = 0$ . Se puede observar una polarización lineal en la figura 2.13<sup>10</sup>.

**Polarización circular:** el extremo del campo se mueve sobre una circunferencia, este movimiento puede ser en sentido de las agujas del reloj o dextrógiro, polarización circular a derecha  $\delta = -90^\circ$  (RHCP), o en el sentido contrario o levógiro, polarización circular a izquierdas,  $\delta = 90^\circ$  (LHCP). Para que se produzca este tipo de polarización debe cumplirse que  $|E_\theta| = |E_\phi|$ . Se puede observar una polarización circular en la figura 2.13<sup>11</sup>.

**Polarización elíptica:** esta polarización se produce debido a que  $|E_\theta| \neq |E_\phi|$  produciéndose un sentido de giro a derecha  $\delta > 0$  y otro a izquierda  $\delta < 0$ .

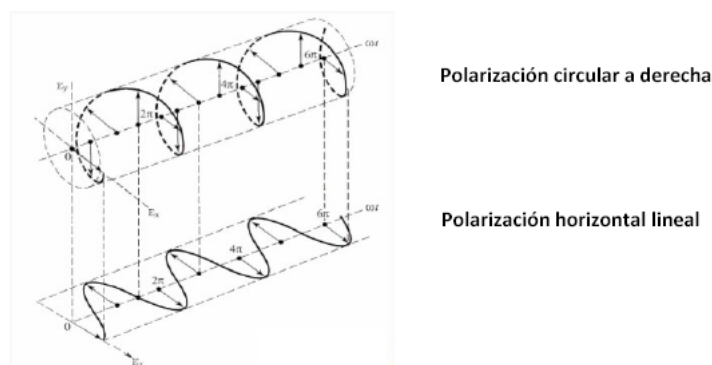


Figura 2.13: Polarizaciones.

Se puede definir la relación axial como figura de mérito para observar las prestaciones de una onda polarizada. Este parámetro se calcula mediante la relación entre los módulos de los modos que se propagan y su desfase, mediante la expresión:

$$AR = \frac{OA}{OB} = \cot \left[ \frac{1}{2} \arcsin \left( \frac{2 |E_\theta| |E_\phi|}{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2} \sin(\delta) \right) \right], \quad (2.41)$$

ó:

$$AR[dB] = 20 \log_{10}(AR).$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [6] y [7].

<sup>10</sup>Tomada de [7].

<sup>11</sup>Tomada de [7].

## 2.6. Conclusiones.

La presentación y análisis de los campos electromagnéticos de este capítulo han sido enfocados a comprender el funcionamiento de una guía de onda. Se han desarrollado ejemplos de guías de onda circulares y rectangulares, así como herramientas matemáticas y conceptos útiles para abordar los siguientes temas.



# 3

## Resolución de discontinuidades en una guía de onda.

### 3.1. Introducción.

Al conectar dos guías de onda con una geometría arbitraria en un plano transversal a su eje se produce una discontinuidad entre ambas, tal y como se muestra en la figura 3.1.

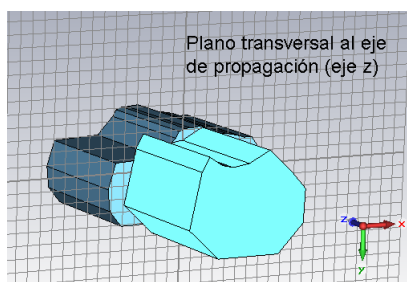


Figura 3.1: Discontinuidad de una guía de onda arbitraria.

En este capítulo, se enunciarán algunos métodos de resolución de una discontinuidad en una guía de onda canónica (rectangular y circular). Uno de ellos es el método de ajuste de campos o *Mode-Matching*, ampliamente utilizado por su eficiencia en tiempos de cálculo. Además, se representarán los resultados obtenidos de simular cada tipo de discontinuidad.

### 3.2. Métodos de Resolución.

La descripción de un circuito de microondas se deriva de las ecuaciones de Maxwell. Al aumentar la complejidad de estos circuitos, se crea la necesidad de utilizar métodos numéricos para resolver estas ecuaciones. Según [6] se pueden utilizar los siguientes:

**Elementos Finitos o Finite Element Method (FEM):** la estructura se discretiza y se considera como un conjunto de elementos interconectados por un número discreto de puntos

en común o nodos. Mediante técnicas de análisis estructural se conoce el comportamiento de los elementos individuales por lo que se puede estudiar la estructura inicial. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [8].

**La matriz de línea de transmisión o Transmission Line Matrix (TLM):** este método se basa en el postulado de Huygens que consiste en un procedimiento geométrico para tratar la propagación de las ondas en un medio natural según [9].

Se denomina superficie de onda a un conjunto de puntos del medio al cual llega el movimiento ondulatorio al mismo tiempo. Por consiguiente, todos los puntos se desplazan en fase. Cuando el movimiento ondulatorio llega a una superficie de onda, cada punto de la superficie se convierte en una fuente secundaria de ondas. El proceso se repite y produce la propagación de una onda en el medio.

Para la adaptación de este método se introduce una red de líneas de transmisión equivalentes donde se simula la propagación de las ondas. Esta línea equivalente se encuentra representada en la figura 3.2<sup>1</sup>.

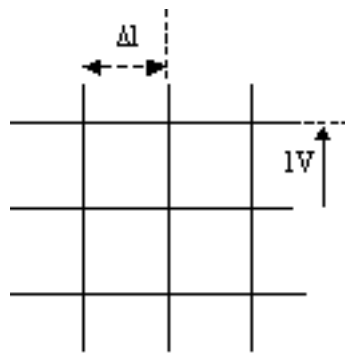


Figura 3.2: Mallado TLM

La distancia entre los nodos se encuentra relacionada por la velocidad de la luz  $\Delta l = c\Delta t$ , donde  $\Delta t$  es el tiempo que se requiere para que un impulso viaje entre dos nodos adyacentes. Si el mallado de un TLM se excita mediante una función impulso delta, la energía del impulso se repartirá por toda la red del TLM, tal y como se muestra en la figura 3.3<sup>2</sup>.

Se puede llegar a representar el mallado mediante un modelo equivalente de elementos concentrados, obteniéndose las siguientes ecuaciones:

<sup>1</sup>Figura tomada de [6]

<sup>2</sup>Figura tomada de [6]

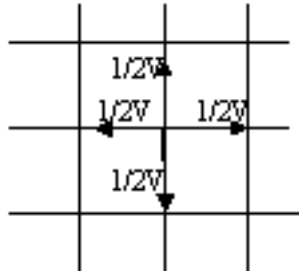


Figura 3.3: Red de dispersión

$$\frac{\partial V_x}{\partial x} = -L \frac{\partial I_x}{\partial t},$$

$$\frac{\partial V_y}{\partial z} = -L \frac{\partial I_z}{\partial t},$$

$$\frac{\partial I_z}{\partial z} + \frac{\partial I_x}{\partial x} = -2C \frac{\partial V_y}{\partial t}.$$

Así, se obtiene una relación entre las ecuaciones de Maxwell, que resultan complejas de resolver y las tensiones y corrientes del mallado TLM.

$$E_y \equiv V_y, H_z \equiv I_x, H_x \equiv -I_z, \mu \equiv L, \epsilon \equiv 2C.$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [6].

**Técnica de adaptación de modos o *Mode-Matching*:** se utiliza, especialmente, en estructuras de diferentes secciones con discontinuidades de guías en la dirección de propagación y con condiciones de contorno fijas. En cada sección de la estructura, el campo electromagnético se encuentra definido por la suma de los modos. Mediante un método numérico se obtiene la matriz de parámetros  $S$  generalizada para la sección de estudio. Se pueden obtener los parámetros  $S$  de toda la estructura encadenando (“*cascading*” según nomenclatura inglesa) las matrices  $S$  de todas las secciones. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [6].

La principal ventaja de esta técnica, con respecto a las anteriores, es la facilidad con que se pueden incluir modos de excitación e iteraciones de mayor nivel, así como las contribuciones de los modos evanescentes.

### 3.3. Tipos de discontinuidades.

Con el objetivo de comprender mejor los siguientes capítulos, se analizarán los distintos tipos de discontinuidades que se pueden encontrar en este proyecto fin de carrera, según la técnica de *Mode-Matching* y siguiendo el proceso desarrollado en [6].

### 3.3.1. Discontinuidad en el plano H.

Al aplicar *Mode-Matching* es fundamental conocer las componentes de campo electromagnético que influyen en la discontinuidad, debido a que dichas componentes determinarán los modos de excitación.

Una discontinuidad en el plano H, es una variación en el cambio de la anchura de una guía como se muestra en la figura 3.4<sup>3</sup>.

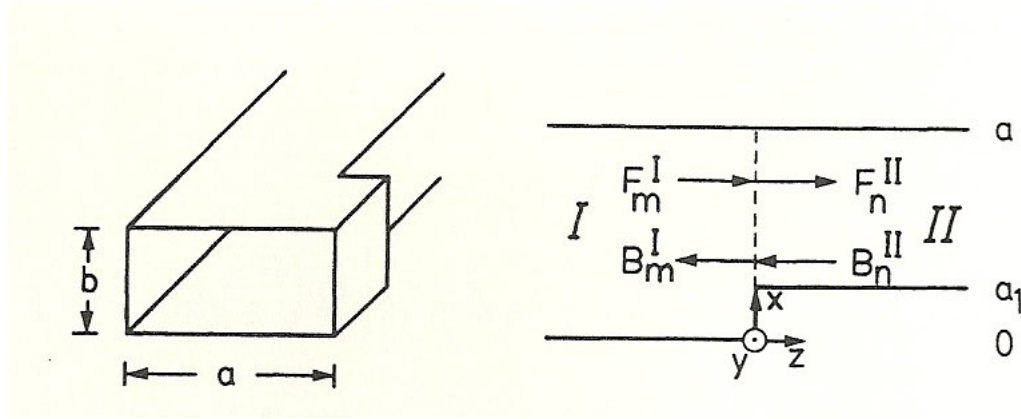


Figura 3.4: Discontinuidad en el plano H.

Este tipo de discontinuidad se puede caracterizar únicamente con modos  $TE_{m0}$  en la región I; calculándose las componentes de campo tangencial en el plano de la discontinuidad como:

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M G_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} + B_m^I e^{+jk_{zm}^I z}\right), \quad (3.1)$$

$$H_x^I = - \sum_{m=1}^M G_m^I Y_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \left(F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} - B_m^I e^{+jk_{zm}^I z}\right), \quad (3.2)$$

donde  $Y_m^I = \frac{k_{zm}^I}{\omega\mu_0}$ ,  $F_m^I$  y  $B_m^I$  son las amplitudes de las ondas que se transmiten por la región I y  $k_{zm}^I$  es la constante de propagación:

$$K_{zm}^I = \begin{cases} +\sqrt{\omega^2\mu_0\epsilon_0 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, & \text{modo propagandose} \\ -j\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \omega^2\mu_0\epsilon_0}, & \text{modo evanescente} \end{cases}.$$

Analizando la región II, se obtiene:

$$E_y^{II} = \sum_{m=1}^M G_m^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_m^{II} e^{-jk_{zm}^{II} z} + B_m^{II} e^{+jk_{zm}^{II} z}\right), \quad (3.3)$$

$$H_x^{II} = - \sum_{m=1}^M G_m^{II} Y_m^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a-a_1}(x-a_1)\right) \left(F_m^{II} e^{-jk_{zm}^{II} z} - B_m^{II} e^{+jk_{zm}^{II} z}\right), \quad (3.4)$$

<sup>3</sup>Figura tomada de [6]

donde  $Y_m^{II} = \frac{k_{zm}^{II}}{\omega\mu_0}$ ,  $F_m^{II}$  y  $B_m^{II}$  son las amplitudes de las ondas que se transmiten por la región II y  $k_{zm}^{II}$  es la constante de propagación:

$$K_{zm}^{II} = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - \left( \frac{n\pi}{a - a_1} \right)^2.$$

En la discontinuidad ( $z = 0$ ) las componentes de campo deben cumplir:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_y^I = 0, \quad 0 \leq x \leq a_1 \\ E_y^I = E_y^{II}, \quad a_1 \end{array} \right\}, \quad (3.5)$$

$$H_x^I = H_x^{II}, \quad a_1 \leq x \leq a. \quad (3.6)$$

Si se aplican las condiciones 3.5 y 3.6 a las ecuaciones 3.1-3.4 y se opera, se obtiene una relación entre las ondas de las regiones I y II para los vectores de campo:

$$E_y : \mathbf{F}^I + \mathbf{B}^I = \mathbf{L}_E(\mathbf{F}^{II} + \mathbf{B}^{II}),$$

$$H_x : \mathbf{L}_H(\mathbf{F}^I - \mathbf{B}^I) = \mathbf{F}^{II} - \mathbf{B}^{II},$$

donde:

$$(\mathbf{L}_E)_{mn} = 2 \sqrt{\frac{K_{zm}^I}{a(a - a_1) K_{zm}^{II}}} \left( \int_{a_1}^a \left( \sin \left( \frac{m\pi}{a} x \right) \right) \left( \sin \left[ \frac{n\pi}{a - a_1} (x - a_1) \right] \right) \delta x = (\mathbf{L}_H)_{nm} \right).$$

De esta forma, se llega a obtener la matriz de parámetros  $S$  generalizada:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{B}^I \\ \mathbf{F}^{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^I \\ \mathbf{B}^{II} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Se pueden definir los parámetros  $S$  como:

$$\mathbf{S}_{11} = [\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H - \mathbf{I}][\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1}, \quad (3.8)$$

$$\mathbf{S}_{12} = [2\mathbf{L}_E][\mathbf{L}_E \mathbf{L}_H + \mathbf{I}]^{-1}, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{S}_{21} = \mathbf{L}_H[\mathbf{I} - \mathbf{S}_{11}], \quad (3.10)$$

$$\mathbf{S}_{22} = \mathbf{I} - \mathbf{L}_H \mathbf{S}_{12}. \quad (3.11)$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en[6].

### 3.3.2. Discontinuidad en el plano E.

La geometría de este tipo de discontinuidades se puede observar en la figura 3.5<sup>4</sup>. Las discontinuidades en el plano E del modo incidente  $TE_{10}$  introducen componentes de campo  $E_z$  y  $H_y$  junto con  $E_y$ ,  $H_x$  y  $H_z$ .

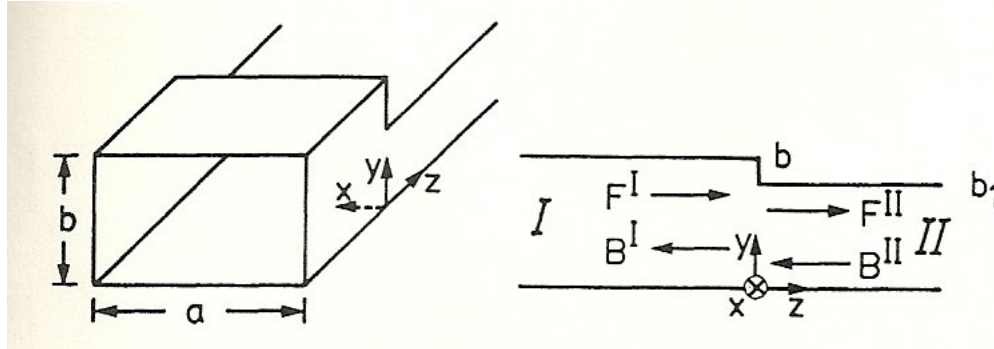


Figura 3.5: Geometría de la discontinuidad en el plano E.

Las componentes de campo electromagnético se pueden obtener a partir del potencial vector  $\bar{A}$ :

$$\bar{E} = \nabla \times \bar{A}_h, \quad (3.12)$$

$$\bar{H} = \left( \frac{j}{\omega\mu_0} \right) \nabla \times \nabla \times \bar{A}_h. \quad (3.13)$$

Los modos ( $TE_{mn}^x$ ) se calculan mediante el vector potencial  $\bar{A}_h = A_{hx}\hat{x}$  en la componente x, así se obtienen las distintas componentes:

$$E_x = 0, \quad (3.14)$$

$$H_x = \left( \frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left[ k_0^2 A_{hx} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} A_{hx} \right], \quad (3.15)$$

$$E_y = \frac{\partial A_{hx}}{\partial z}, \quad (3.16)$$

$$H_y = \left( \frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left( \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} A_{hx} \right), \quad (3.17)$$

$$E_z = -\frac{\partial A_{hx}}{\partial y}, \quad (3.18)$$

<sup>4</sup>Figura tomada de [6]

$$H_z = \left( \frac{j}{\omega\mu_0} \right) \left( \frac{\partial^2}{\partial x \partial z} A_{hx} \right). \quad (3.19)$$

El potencial vector para cada una de las regiones se encuentra definido por:

$$A_{hx}^I = \sum_{n=0}^N G_n^I \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \left( \frac{\cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)}{\sqrt{1+\delta_{on}}}\right) \left( F_n^I e^{-jk_{zn}^I z} - B_n^I e^{+jk_{zn}^I z} \right),$$

$$A_{hx}^{II} = \sum_{i=0}^I G_i^{II} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \left( \frac{\cos\left(\frac{i\pi}{b}y\right)}{\sqrt{1+\delta_{oi}}}\right) \left( F_i^{II} e^{-jk_{zi}^{II} z} - B_i^{II} e^{+jk_{zi}^{II} z} \right),$$

siendo,

$$k_{zn}^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2},$$

$$k_{zi}^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{i\pi}{b}\right)^2},$$

$$G_n^I = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{abk_{zn}^I \left[ k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}},$$

$$G_i^{II} = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{abk_{zi}^{II} \left[ k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}}.$$

Si se procede de manera análoga al caso anterior, se encuentra una relación entre las ondas de la región I y II procediendo de forma similar al caso anterior.

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [6].

### 3.3.3. Discontinuidad de doble plano.

Este tipo de discontinuidad se produce en una guía de onda, de forma que sus dimensiones cambian tanto en la altura como en la anchura, como se puede ver en la figura 3.6<sup>5</sup>. La variación en altura y anchura obliga a tener que analizar las componentes de los campos electromagnéticos en dirección  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$ . Existen dos métodos diferentes de resolución.

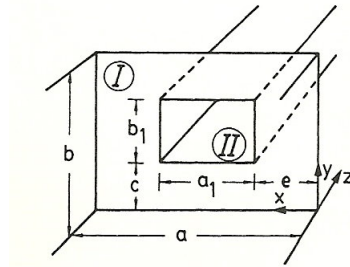


Figura 3.6: Geometría discontinuidad doble plano.

<sup>5</sup>Figura tomada de [6]

**Análisis con modos  $TE_{mn}^x$ :** este método considera que la guía es monomodo, asumiendo que el modo incidente es el fundamental,  $TE_{10}$  para una guía rectangular. Dicho modo incide en el puerto 1, siendo la componente de campo  $E_x$  en la discontinuidad mucho más pequeña que las componentes  $E_y$  y  $E_z$ . Así, se puede caracterizar la discontinuidad de doble plano mediante el cálculo de las cinco componentes de campo a partir del potencial vector  $A_{hx}$ . La mayor ventaja de este método se basa en utilizar una matriz de menor tamaño. Se puede consultar el desarrollo más detallado en [6].

**Análisis con modos  $TE_{mn} - TM_{mn}$ :** las seis componentes del campo electromagnético pueden ser derivadas por las dos componentes de campo eléctrico y magnético del vector potencial en la componente z de cada modo reflejado  $TE$  y  $TM$ . Este proceso se encuentra desarrollado en [6].

### 3.3.4. Discontinuidad de una sección circular.

Se conectan dos guías de onda circulares con diferentes diámetros, tal y como se muestra en la figura 3.7<sup>6</sup>. La única diferencia con los casos anteriores se centra en tener que ajustar y normalizar las diferentes condiciones de contorno.

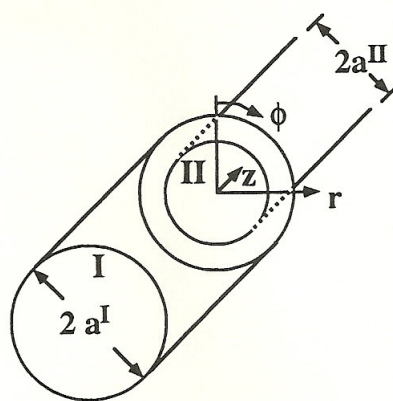


Figura 3.7: Geometría discontinuidad circular.

La resolución de esta discontinuidad se puede consultar en [6].

## 3.4. Casos prácticos.

Mediante el software CST Microwave Studio se han analizado distintas discontinuidades para su posterior análisis. Para ver el efecto de cada tipo de discontinuidad, se realiza el mismo barrido de frecuencia de 11 GHz hasta 14 GHz, siendo la frecuencia central de 12.5 GHz.

Se realizará una comparativa de la resolución de estas discontinuidades, entre la implementación de un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching* y el software CST Microwave Studio.

<sup>6</sup>Figura tomada de [6]



### 3.4.1. Simulación de una discontinuidad en el plano H.

Las dimensiones de la discontinuidad se encuentran especificadas en la tabla 3.1 y sus geometrías (asimétrica y simétrica) en la figura 3.8. Si se parte de las dimensiones de la estructura, se pueden calcular las frecuencias de corte de los modos que se encuentran expuestas en la tabla 3.2.

Guía	Inicial	Final
Anchura(mm)	15	20
Altura(mm)	5	5

Tabla 3.1: Dimensiones discontinuidad plano H.

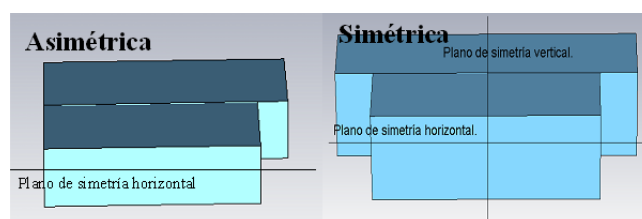


Figura 3.8: Geometría discontinuidad plano H.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$
Frecuencia de corte de la guía de entrada (GHz)	10	20	30
Frecuencia de corte de la guía de salida (GHz)	7.5	15	30

Tabla 3.2: Frecuencias corte.

En la geometría simétrica, se pueden observar los planos de simetría con respecto a los ejes x e y. Esto permitirá obtener mejores resultados con un tiempo de simulación menor, tal y como se muestran en la figura 3.9.

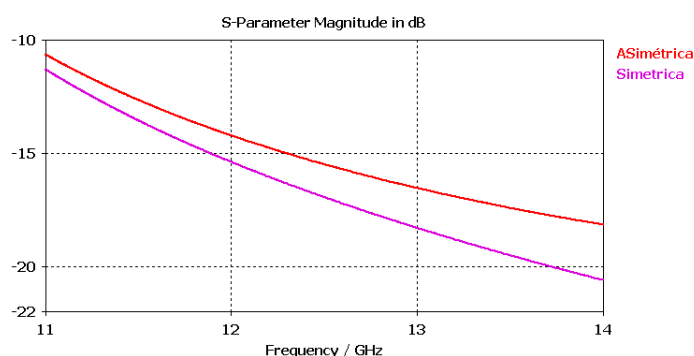


Figura 3.9: Parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad del plano H.

En la figura 3.10, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

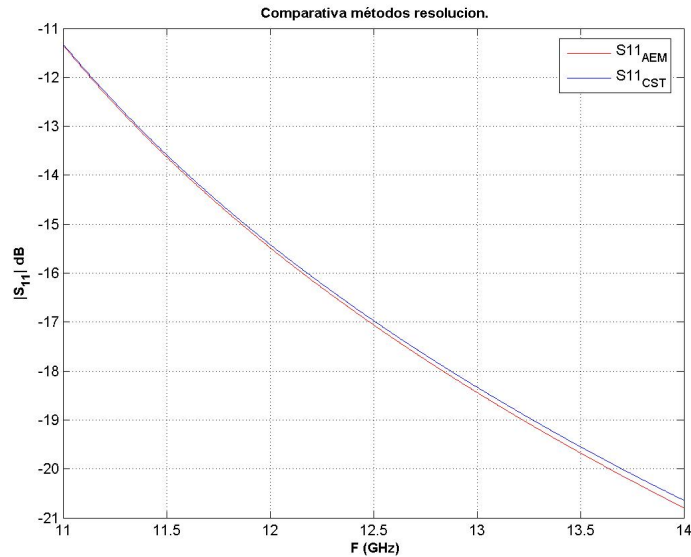


Figura 3.10: Comparativa parámetro S11 de la discontinuidad del plano H.

Se observó que ambas plataformas producen resultados muy similares.

### 3.4.2. Simulación de una discontinuidad en el plano E.

Las dimensiones de la discontinuidad se encuentran especificadas en la tabla 3.3 y sus geometrías (asimétrica y simétrica) en la figura 3.11. Si se parte de las dimensiones de la estructura, se pueden calcular las frecuencias de corte de los modos que se encuentran expuestas en la tabla 3.4.

Guía	Inicial	Final
Anchura(mm)	15	15
Altura(mm)	3	9

Tabla 3.3: Dimensiones discontinuidad plano E.

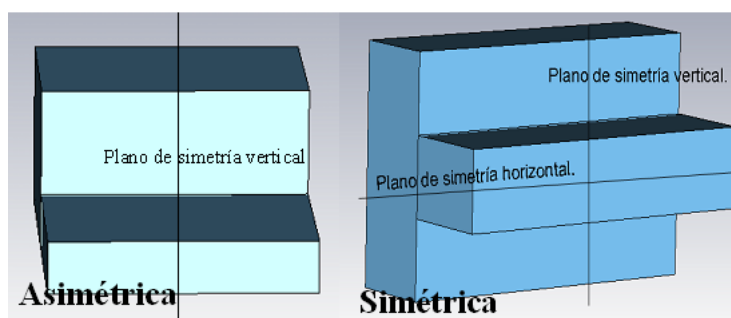


Figura 3.11: Geometría discontinuidad plano E.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$
Frecuencia de corte de la guía de entrada (GHz)	10	20	50
Frecuencia de corte de la guía de salida (GHz)	10	20	16

Tabla 3.4: Frecuencias corte.

En la geometría simétrica, se pueden observar los planos de simetría con respecto a los ejes  $x$  e  $y$ . Esto permitirá obtener mejores resultados con un tiempo de simulación menor, tal y como se muestran en la figura 3.12.

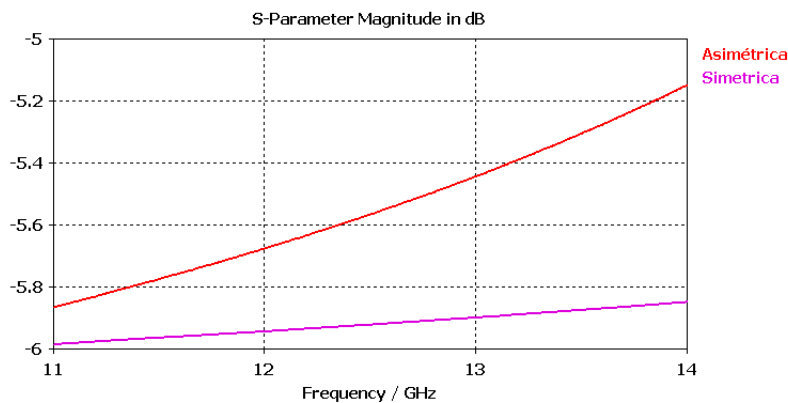


Figura 3.12: Parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad del plano E.

En la figura 3.13, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

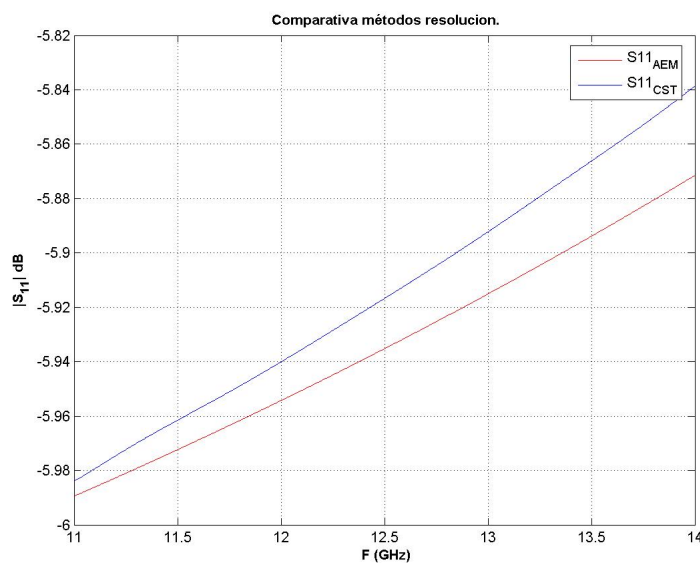


Figura 3.13: Comparativa parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad del plano E.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares.

### 3.4.3. Simulación de una discontinuidad de doble plano.

Las dimensiones de la discontinuidad se encuentran especificadas en la tabla 3.5 y su geometría en la figura 3.14. Si se parte de las dimensiones de la estructura, se pueden calcular las frecuencias de corte de los modos que se encuentran expuestas en la tabla 3.6.

Guía	Inicial	Final
Anchura(mm)	16	13
Altura(mm)	4	3

Tabla 3.5: Dimensiones discontinuidad doble plano.

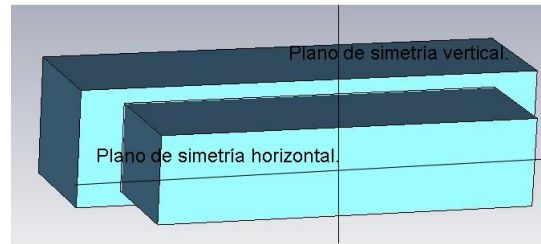
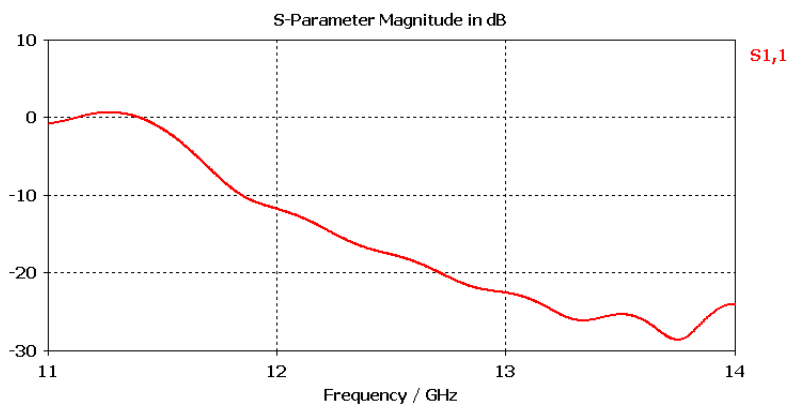


Figura 3.14: Geometría discontinuidad Doble.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$
Frecuencia de corte de la guía de entrada (GHz)	9.37	18.75	37.5
Frecuencia de corte de la guía de salida (GHz)	11.54	23.08	51.3

Tabla 3.6: Frecuencias corte.

En la geometría se pueden observar los planos de simetría con respecto a los ejes x e y. Esto permitirá reducir el tiempo de simulación. Como se ha estudiado, una estructura geométrica con simetría permite obtener mejores resultados en un tiempo menor, por lo que se preferirá una estructura de este estilo.

Figura 3.15: Parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad doble.

En la figura 3.15, se puede observar como el parámetro  $S_{11}$  alcanza valores superiores a 0 dB, esto implicaría que la estructura estaría generando energía. Sin embargo, en esta estructura ni se generará energía, ni aportaciones de los modos evanescentes en el cálculo de este parámetro, por lo que se realizará un estudio de convergencia de dicho parámetro para comprobar si es debido a un problema de precisión, tal y como se representa en la figura 3.16.

Según aumenta el número de pasadas en las simulaciones, los cálculos son más precisos (el mallado que hace el simulador CST para discretizar la estructura es mas fino). Al converger las distintas soluciones en cada pasada, se podrían considerar que los resultados son válidos.

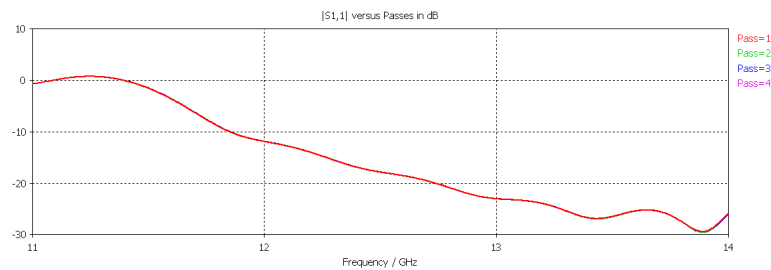


Figura 3.16: Convergencia parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad doble.

En la figura 3.17, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

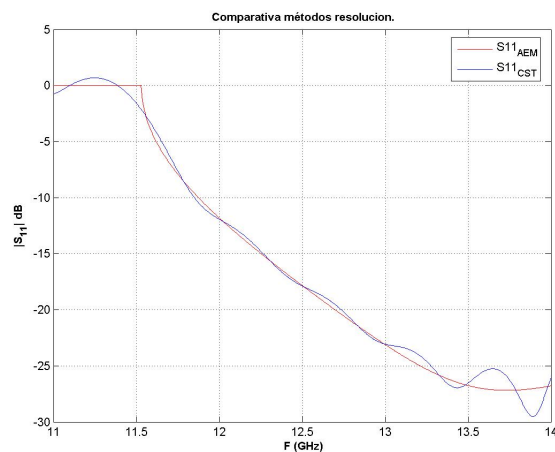


Figura 3.17: Comparativa parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad doble plano.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares. Sin embargo, se debería aumentar la precisión de la simulación realizada con CST Microwave Studio.

#### 3.4.4. Simulación de una discontinuidad de sección circular.

Las dimensiones de la discontinuidad se encuentran especificadas en la tabla 3.7 y su geometría en la figura 3.18. Si se parte de las dimensiones de la estructura, se pueden calcular las frecuencias de corte de los modos que se encuentran expuestas en la tabla 3.8.

Guía	Inicial	Final
Radio(mm)	8	10

Tabla 3.7: Dimensiones discontinuidad circular.

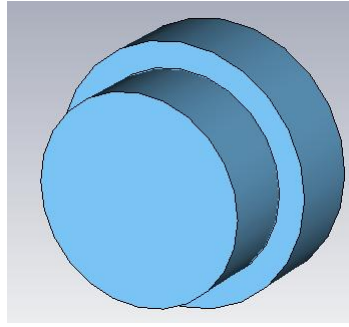


Figura 3.18: Geometría discontinuidad Circular.

Modo	$TE_{11}$	$TE_{21}$	$TE_{01}$
Frecuencia de corte de la guía de entrada (GHz)	8.78	14.57	18.28
Frecuencia de corte de la guía de salida (GHz)	10.9	18.98	22.85

Tabla 3.8: Frecuencias corte.

En la geometría se pueden observar los planos de simetría con respecto a los ejes  $x$  e  $y$ . Esto permitirá reducir el tiempo de simulación.

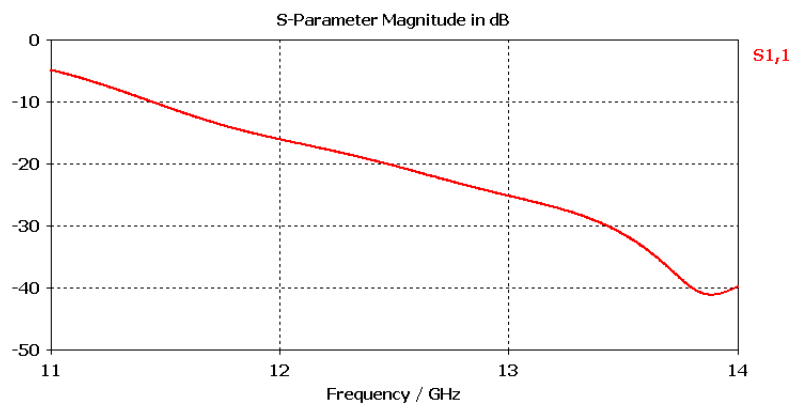


Figura 3.19: Parámetro S11 de la discontinuidad circular.

Según aumenta el número de pasadas en las simulaciones, los cálculos son más precisos. Al converger las distintas soluciones en cada pasada, se podrían considerar que los resultados son válidos.

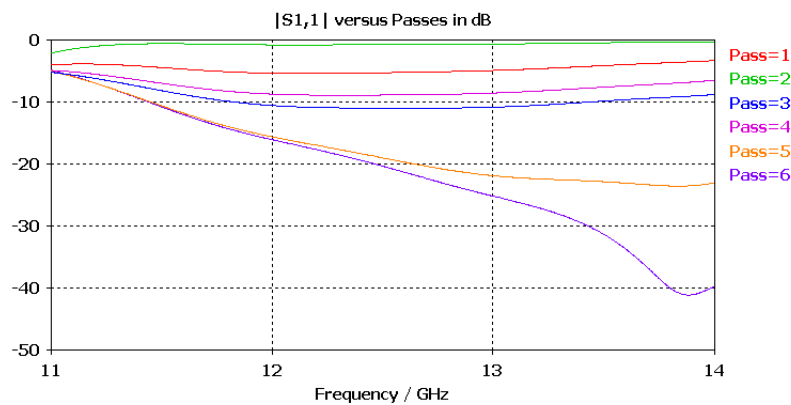


Figura 3.20: Convergencia del parámetro S11 de la discontinuidad circular.

En la figura 3.21, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

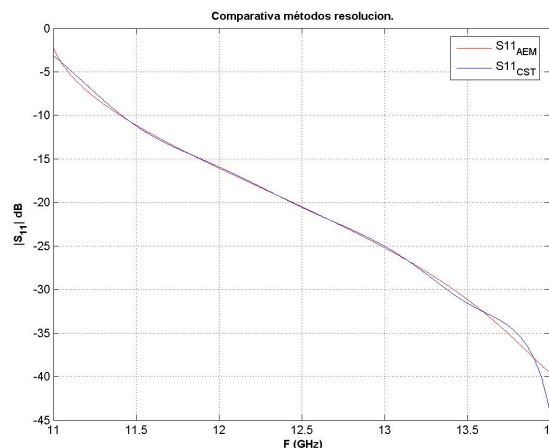


Figura 3.21: Comparativa parámetro  $S_{11}$  de la discontinuidad circular.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares.

### 3.5. Conclusiones.

Como se ha podido comprobar se obtienen resultados muy similares, al utilizar un código de análisis electromagnético basado en la técnica de *Mode-Matching* o el software comercial CST Microwave Studio, para resolver cada tipo de discontinuidad. Sin embargo, los resultados del código de análisis electromagnético se obtienen con un tiempo de cálculo muy inferior. Ésto se debe a que el código de *Mode-Matching* es muy específico y se aplica sobre todo a guías cuyos modos se conocen analíticamente, mientras que el simulador CST puede usarse para cualquier tipo de guía.

En los casos analizados, una geometría simétrica presenta mejores resultados que una asimétrica. Ésto es debido a los efectos parásitos de la discontinuidad, que en el caso de la geometría simétrica afectan menos que en la geometría asimétrica, generando un menor número de modos superiores.

Para un uso más eficiente de los recursos será necesario definir planos de simetría, su aplicación dependerá de que la estructura mantenga la misma simetría en todo el rango de estudio. Según la geometría de la estructura se podrán especificar planos de simetría con respecto a los ejes XZ e YZ. La utilización de estos planos de simetría permitirá obtener los mismos resultados en un menor tiempo de simulación en el CST Microwave Studio siempre y cuando la simetría de la estructura se mantenga en todo el eje de propagación de la estructura.





# 4

## Transformadores clásicos

### 4.1. Introducción.

Como se estudió en el capítulo anterior, al intentar conectar dos guías de distintos tamaños se producen unas pérdidas por desadaptación muy grandes (reflexión muy alta) para muchos diseños reales. Por consiguiente, en este capítulo se pondrá de manifiesto la utilidad de los transformadores que permitirán unir guías de distintos tamaños y formas, cumpliéndose así los requisitos del diseño para los parámetros  $S$  y el ancho de banda. También, se representarán los resultados obtenidos al simular algunos de estos transformadores.

El diseño y la fabricación de transformadores de impedancias se encuentra muy desarrollado. En muchos casos prácticos, con guías de onda de forma rectangular (y algunas circulares), se han desarrollado modelos muy avanzados y las técnicas de síntesis circuital de transformadores permiten obtener diseños muy competitivos. Estas técnicas, cuando se requiere un alto nivel de precisión, incorporan el modelado de los efectos parásitos entre las discontinuidades. En cambio, calcular un modelo que relacione la impedancia de un elemento con las dimensiones de una guía de onda arbitraria no resulta ser una tarea sencilla, por lo tanto, no se abordará en este proyecto.

Más adelante, se plantearán, en este proyecto, estructuras de geometría muy complicada (por ejemplo, en forma de pajarita), en las que, en la actualidad no existen modelos analíticos que relacionen la impedancia de la guía con sus dimensiones, en las cuales los métodos de síntesis para este tipo de guías no se encuentran desarrollados y se tendrán que utilizar métodos de optimización numérica en el diseño.

Por tanto, el objetivo de este capítulo será poner a prueba estas herramientas de optimización con casos sencillos, que aunque se han estudiado mucho en los últimos años y son problemas bien conocidos, servirán para poner a punto el diseño de estructuras más complicadas.

Desde el punto de vista del cálculo, ha sido necesario interconectar CST Microwave Studio y Matlab, para poder implementar una rutina de optimización con un algoritmo definido en

Matlab. Este proceso se encuentra detallado en el anexo B. Además, se desarrolló una macro en CST Microwave Studio, para cada uno de los transformadores, facilitando así el proceso de optimización. Para realizar una macro véase el apéndice C.

Con el objetivo de comprender mejor este capítulo, se van a necesitar aplicar algunos conocimientos sobre líneas de transmisión y la teoría de pequeñas reflexiones que se podrá consultar en [3] y [6]. Se comenzará, ahora, con una revisión de diseños en líneas de transmisión para irse acercando progresivamente a los transformadores en guía de onda.

## 4.2. Transformador de cuarto de onda.

Se dispone de una línea de transmisión de impedancia  $Z_0$ , se desea adaptar las impedancias de la guía de entrada mediante un transformador de cuarto de onda a una impedancia  $Z_L$ , tal y como se muestra en la figura 4.1.

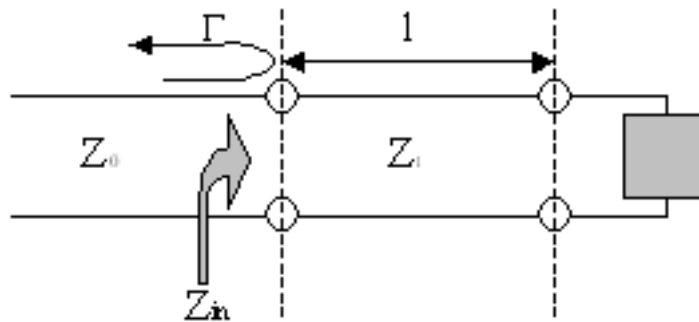


Figura 4.1: Adaptación de impedancias mediante transformador  $\frac{\lambda}{4}$ .

Se define la impedancia de entrada como:

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta l)}{Z_1 + jZ_L \tan(\beta l)}, \quad (4.1)$$

y si  $\beta l = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \left(\frac{\lambda}{4}\right) = \left(\frac{\pi}{2}\right)$  se obtiene:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L}.$$

Se desea que la línea de transmisión y la carga se encuentre en adaptación de impedancia, por lo que debe cumplir  $\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = 0$ , siendo  $Z_{in} = Z_0$ . Se puede calcular que la impedancia de la línea de transmisión de longitud  $\frac{\lambda}{4}$  para la frecuencia de diseño mediante:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}. \quad (4.2)$$

El transformador de  $\frac{\lambda}{4}$  permite adaptar una impedancia real a una línea de transmisión de manera muy sencilla, además este tipo de diseño se puede ampliar a múltiples secciones, de forma

metódica para un ancho de banda requerido. El transformador de  $\frac{\lambda}{4}$  para una única sección se representa en la figura 4.1 , donde  $l = \frac{\lambda}{4}$  y  $Z_L$  debe ser real.

Se puede definir la impedancia del transformador mediante la ecuación 4.2 y calcular el coeficiente de reflexión:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0},$$

donde  $Z_{in}$ , se encuentra definida por la ecuación 4.1. Se sigue el procedimiento especificado en [3] y se realizan las correspondientes operaciones obteniéndose:

$$|\Gamma| \simeq \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} |\cos \theta|,$$

siendo  $\theta = \beta l \simeq \frac{\pi}{2}$ , así se aproxima el coeficiente de reflexión entorno a la frecuencia de diseño tal y como se muestra en la figura 4.2<sup>1</sup>.

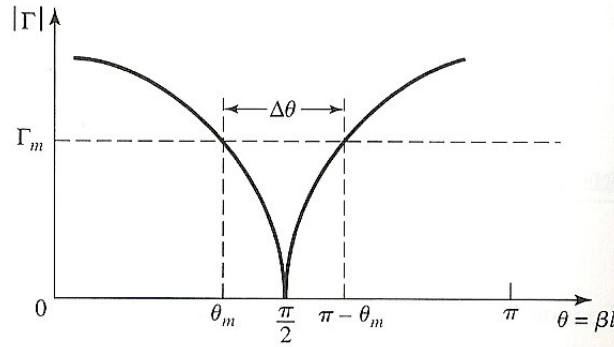


Figura 4.2: Aproximación de  $\Gamma$ .

De esta manera, el ancho de banda del transformador se calcula:

$$\Delta\theta = 2 \left( \frac{\pi}{2} - \theta_m \right),$$

siendo  $\theta_m$  el ángulo que cumple que el coeficiente de reflexión sea el especificado por las condiciones de diseño, es decir,  $\Gamma = \Gamma_m$ . Se calcula  $\theta_m$  de acuerdo con la expresión:

$$\cos(\theta_m) = \left( \frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \right) \left( \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right) \quad (4.3)$$

Si se utiliza esta expresión se obtiene el ancho de banda fraccional del transformador, siendo éste uno de los típicos objetivos de diseño. El ancho de banda fraccional se puede calcular mediante la expresión:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \left( \frac{1}{\cos(\theta_m)} \right).$$

<sup>1</sup>Figura tomada de [3].

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [3].

### 4.3. Teoría de las pequeñas reflexiones.

Para aquellas aplicaciones que presenten un mayor requisito de ancho de banda y no se cumpla con una única sección de un transformador de  $\frac{\lambda}{4}$ , se deberá utilizar un transformador con múltiples secciones. Para comprender mejor este tipo de transformadores será indispensable conocer el coeficiente de reflexión total a partir de las reflexiones parciales en pequeñas discontinuidades. A esto se le conoce como la Teoría de las pequeñas reflexiones; dicha teoría se puede consultar con mayor detalle en [3].

#### 4.3.1. Transformador de una sección.

Se considera un transformador con una única sección, tal y como se representa en la figura 4.3<sup>2</sup>: y se definen los coeficientes de reflexiones parciales y los coeficientes de transmisión como:

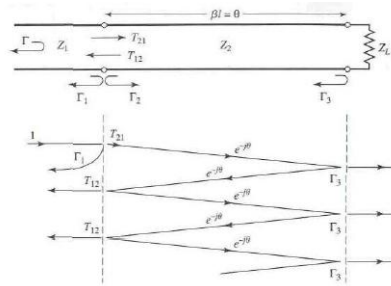


Figura 4.3: Transformador de una sección y sus reflexiones parciales.

$$\Gamma_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1},$$

$$\Gamma_2 = -\Gamma_1,$$

$$\Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2},$$

$$T_{21} = 1 + \Gamma_1,$$

$$T_{12} = 1 + \Gamma_2,$$

cada coeficiente de reflexión se puede definir a partir de las impedancias adyacentes a dicho coeficiente.

<sup>2</sup>Figura tomada de [3].

Los coeficientes de transmisión ( $T$ ) existentes entre la línea de impedancia  $Z_1$  y el transformador de  $\frac{\lambda}{4}$ , se definen como:

$$T_{12} = \frac{2Z_2}{Z_2 + Z_1}, \quad (4.4)$$

$$T_{21} = \frac{2Z_1}{Z_2 + Z_1}. \quad (4.5)$$

Se debe considerar que los coeficientes  $\Gamma_3$  y  $\Gamma_2$  se reflejan en la línea de entrada ponderados por los coeficientes de transmisión. Además,  $\Gamma$  se encuentra relacionado con los diferentes coeficientes de reflexión, así como los coeficientes de transmisión. Si se opera y se utilizan las ecuaciones 4.4 y 4.5 se calcula el coeficiente de reflexión total como:

$$\Gamma = \Gamma_1 - \frac{T_{12}T_{21}\Gamma_3}{1 + \Gamma_2\Gamma_3}.$$

Si se sustituye en las ecuaciones 4.4 y 4.5 se obtiene:

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{(-2j\theta)}}{1 + \Gamma_1\Gamma_3 e^{(-2j\theta)}}.$$

Si las discontinuidades existentes entre las líneas de transmisión de impedancia  $Z_1$  y  $Z_2$  y la línea de transmisión  $Z_2$  con la carga final  $Z_L$  son pequeñas, y se considera que  $|\Gamma_1\Gamma_3| \lll 1$ , el coeficiente de reflexión total se puede aproximar a:

$$\Gamma \simeq \Gamma_1 + \Gamma_3 e^{(-2j\theta)}.$$

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [3].

### 4.3.2. Transformador de múltiples secciones.

En esta sección se explicará cómo se puede obtener una expresión del coeficiente de reflexión total  $\Gamma$ , de un transformador con  $N$  secciones, representado en la figura 4.4<sup>3</sup>, como combinación de los coeficientes de cada sección.

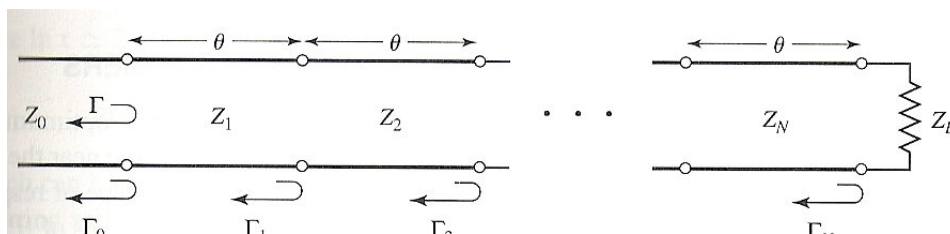


Figura 4.4: Transformador múltiples secciones.

Se definen los coeficientes de reflexión como:

<sup>3</sup>Figura tomada de [3].

$$\Gamma_0 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0},$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n},$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_N}{Z_L + Z_N}. \quad (4.6)$$

Para calcular  $\Gamma$  es necesario asumir que el valor de las impedancias de las diferentes secciones se irán incrementando o decrementando de manera monótona y que  $Z_L$  es una impedancia de valor real. Esto implica que:

$$\Gamma_n > 0 \text{ si } Z_L > Z_0,$$

$$\Gamma_n < 0 \text{ si } Z_L < Z_0.$$

De esta forma, se obtiene una expresión para el coeficiente de reflexión:

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{(-2j\theta)} + \Gamma_2 e^{(-2j\theta)} + \dots + \Gamma_N e^{(-2j\theta)}, \quad (4.7)$$

si se considera que el transformador puede tener simetría, la expresión 4.7 se puede simplificar en:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{(-Nj\theta)} \left[ \Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos((N-2)\theta) + \dots + \Gamma_n \cos((N-2n)\theta) + \dots + \frac{1}{2} \Gamma_{\frac{N}{2}} \right], \quad (4.8)$$

siendo  $N$  un número par y  $\theta = \beta l$ .

$$\Gamma(\theta) = 2e^{(-Nj\theta)} \left[ \Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos((N-2)\theta) + \dots + \Gamma_n \cos((N-2n)\theta) + \dots + \Gamma_{\frac{(N-1)}{2}} \cos(\theta) \right], \quad (4.9)$$

siendo  $N$  un número impar y  $\theta = \beta l$ .

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [4] y [3].

#### 4.4. Transformador binomial de múltiples secciones.

El transformador binomial de múltiples secciones es un caso particular del transformador de múltiples secciones, donde la respuesta de la reflexión es plana en la frecuencia central del diseño. Este tipo de coeficientes de reflexión para un transformador de  $N$  secciones, se puede calcular como:

$$\Gamma(\theta) = A \left(1 + e^{-2j\theta}\right)^N. \quad (4.10)$$

Así, se define el módulo como:

$$|\Gamma(\theta)| = 2^N |A| |\cos(\theta)|^N,$$

siendo  $|\Gamma(\theta)| = 0$ , para  $\theta = \frac{\pi}{2}$  y  $\left(\frac{\delta^n |\Gamma(\theta)|}{\delta \theta^n}\right) = 0$ , para  $\theta = \frac{\pi}{2}$  y  $n = 1, 2, \dots, N - 1$ .

Se puede calcular la constante A, tomando  $\theta = 0$  como:

$$A = 2^{-N} \left(\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\right). \quad (4.11)$$

Si se desarrolla la ecuación 4.10, se obtiene:

$$\Gamma(\theta) = A \sum_{n=0}^N C_n^N e^{-2jn\theta},$$

donde:

$$C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!}. \quad (4.12)$$

Se puede obtener el coeficiente de reflexión para cada sección siguiendo el desarrollo detallado en [3], obteniéndose la expresión:

$$\Gamma_n = AC_n^N. \quad (4.13)$$

Dicho coeficiente se puede simplificar utilizando la expresión 4.6 y aproximando de forma que la expresión resultante será:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \simeq \frac{1}{2} \ln \left(\frac{Z_{n+1}}{Z_n}\right). \quad (4.14)$$

Se puede calcular el valor de la impedancia de cada sección utilizando las expresiones 4.14, 4.12 y 4.11 en la ecuación 4.13, obteniéndose la expresión:

$$\ln(Z_{n+1}) = \ln(Z_n) + 2^{-N} C_n^N \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0}\right). \quad (4.15)$$

Los valores de las impedancias de las distintas secciones se encuentran tabulados en la figura 4.1<sup>4</sup>, para un valor de  $N = 2, 3, 4, 5, 6$  y considerando que los resultados son validos para  $\frac{Z_L}{Z_0} > 1$ . Si  $\frac{Z_L}{Z_0} < 1$ , gracias a que la estructura es simétrica, se obtienen los valores de las impedancias intercambiándose las impedancias inicial y final.

---

<sup>4</sup>Figura tomada de [3].

$Z_i/Z_0$	$N = 2$		$N = 3$			$N = 4$					
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$		
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000		
1.5	1.1067	1.3554	1.0520	1.2247	1.4259	1.0257	1.1351	1.3215	1.4624		
2.0	1.1892	1.6818	1.0907	1.4142	1.8337	1.0444	1.2421	1.6102	1.9150		
3.0	1.3161	2.2795	1.1479	1.7321	2.6135	1.0718	1.4105	2.1269	2.7990		
4.0	1.4142	2.8285	1.1907	2.0000	3.3594	1.0919	1.5442	2.5903	3.6633		
6.0	1.5651	3.8336	1.2544	2.4495	4.7832	1.1215	1.7553	3.4182	5.3500		
8.0	1.6818	4.7568	1.3022	2.8284	6.1434	1.1436	1.9232	4.1597	6.9955		
10.0	1.7783	5.6233	1.3409	3.1623	7.4577	1.1613	2.0651	4.8424	8.6110		
$Z_i/Z_0$	$N = 5$					$N = 6$					
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$	$Z_5/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$	$Z_5/Z_0$	$Z_6/Z_0$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.0128	1.0790	1.2247	1.3902	1.4810	1.0064	1.0454	1.1496	1.3048	1.4349	1.4905
2.0	1.0220	1.1391	1.4142	1.7558	1.9569	1.0110	1.0790	1.2693	1.5757	1.8536	1.9782
3.0	1.0354	1.2300	1.7321	2.4390	2.8974	1.0176	1.1288	1.4599	2.0549	2.6577	2.9481
4.0	1.0452	1.2995	2.0000	3.0781	3.8270	1.0225	1.1661	1.6129	2.4800	3.4302	3.9120
6.0	1.0596	1.4055	2.4495	4.2689	5.6625	1.0296	1.2219	1.8573	3.2305	4.9104	5.8275
8.0	1.0703	1.4870	2.8284	5.3800	7.4745	1.0349	1.2640	2.0539	3.8950	6.3291	7.7302
10.0	1.0789	1.5541	3.1623	6.4346	9.2687	1.0392	1.2982	2.2215	4.5015	7.7030	9.6228

Tabla 4.1: Diseño Transformador Binomial

El ancho de banda fraccional que se obtendrá del transformador se puede calcular aplicando la siguiente expresión:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left( \frac{1}{2} \left( \frac{\Gamma_m}{|A|} \right)^{\frac{1}{N}} \right),$$

donde  $\Gamma_m$  es el máximo valor de rizado que se desea en el transformador a diseñar.

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [3].

## 4.5. Transformador de Chebyshev de múltiples secciones.

En este segundo caso particular del transformador de múltiples secciones, la respuesta se encuentra dada por un polinomio de Chebyshev. El ancho de banda de este tipo de transformadores es sustancialmente mayor que el de los transformadores binomial para el mismo número de secciones. Este transformador se basa en calcular el coeficiente de reflexión,  $\Gamma(\theta)$ , haciendose uso de un polinomio de Chebyshev.

### 4.5.1. Polinomio de Chebyshev.

El polinomio de Chebyshev se encuentra caracterizado por la siguiente ecuación:

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x),$$

siendo  $T_1(x) = x$  y  $T_2(x) = 2x^2 - 1$ . Así, se puede determinar cualquier polinomio de grado  $n$ .

Un polinomio de Chebyshev cumple las siguientes propiedades:

- Para  $-1 \leq x \leq 1$ ,  $|T_n(x)| \leq 1$ : en este rango, el polinomio oscila entre  $\pm 1$ . Es decir, es equivalente al rizado y es donde se encuentra el ancho de banda del transformador.



- Para  $|x| > 1$ ,  $|T_n(x)| > 1$ : esta región se encuentra fuera del rango de frecuencias del transformador.
- Para  $|x| > 1$ : el  $|T_n(x)|$  crece rápidamente.

#### 4.5.2. Diseño del transformador de Chebyshev.

Se puede sintetizar un transformador de Chebyshev, partiendo de las ecuaciones 4.8 y 4.9, siendo  $N$  el número de secciones del transformador y si se opera con el polinomio de Chebyshev, se puede calcular la siguiente expresión:

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} \left[ \Gamma_0 \cos(N\theta) + \Gamma_1 \cos((N-2)\theta) + \dots + \Gamma_N \cos((N-2N)\theta) + \dots \right]. \quad (4.16)$$

La expresión anterior es equivalente a:

$$\Gamma(\theta) = Ae^{-jN\theta} T_N(\sec(\theta_m) \cos(\theta)). \quad (4.17)$$

Si se toma como punto de partida la ecuación 4.17 y si se considera  $\theta = 0$ , se obtiene:

$$\Gamma(0) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = AT_N(\sec(\theta_m)).$$

Se determina una ecuación para la constante A:

$$A = \left( \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right) \left( \frac{1}{T_N \sec(\theta_m)} \right),$$

donde:

$$\sec(\theta_m) = \cosh \left[ \frac{1}{N} \cosh^{-1} \left( \frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \right] \simeq \cosh \left[ \frac{1}{N} \cosh^{-1} \left( \left| \frac{\ln \left( \frac{Z_L}{Z_0} \right)}{2\Gamma_m} \right| \right) \right],$$

siendo el ancho de banda fraccional, para este tipo de transformador de:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4\theta_m}{\pi}.$$

Una vez calculados los coeficientes de reflexión de cada sección del transformador se pueden hallar los valores de las impedancias de cada sección, mediante la aproximación:

$$\Gamma_n \simeq \frac{1}{2} \ln \left( \frac{Z_{n+1}}{Z_n} \right).$$

Al igual que en el caso del transformador binomial, los valores de las impedancias de las secciones se encuentran tabulados para un nivel de rizado  $\Gamma_m$  y un número de secciones  $N$ , tal y como se muestra en la figura 4.5<sup>5</sup>.

<sup>5</sup>Figura tomada de [3].

$Z_L/Z_0$	$N = 2$				$N = 3$					
	$\Gamma_m = 0.05$		$\Gamma_m = 0.20$		$\Gamma_m = 0.05$		$\Gamma_m = 0.20$			
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.1347	1.3219	1.2247	1.2247	1.1029	1.2247	1.3601	1.2247	1.2247	1.2247
2.0	1.2193	1.6402	1.3161	1.5197	1.1475	1.4142	1.7429	1.2855	1.4142	1.5558
3.0	1.3494	2.2232	1.4565	2.0598	1.2171	1.7321	2.4649	1.3743	1.7321	2.1829
4.0	1.4500	2.7585	1.5651	2.5558	1.2662	2.0000	3.1591	1.4333	2.0000	2.7908
6.0	1.6047	3.7389	1.7321	3.4641	1.3383	2.4495	4.4833	1.5193	2.4495	3.9492
8.0	1.7244	4.6393	1.8612	4.2983	1.3944	2.8284	5.7372	1.5766	2.8284	5.0742
10.0	1.8233	5.4845	1.9680	5.0813	1.4385	3.1623	6.9517	1.6415	3.1623	6.0920

$Z_L/Z_0$	$N = 4$			
	$\Gamma_m = 0.05$		$\Gamma_m = 0.20$	
	$Z_1/Z_0$	$Z_2/Z_0$	$Z_3/Z_0$	$Z_4/Z_0$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.0892	1.1742	1.2775	1.3772
2.0	1.1201	1.2979	1.5409	1.7855
3.0	1.1586	1.4876	2.0167	2.5893
4.0	1.1906	1.6414	2.4369	3.3597
6.0	1.2290	1.8773	3.1961	4.8820
8.0	1.2583	2.0657	3.8728	6.3578
10.0	1.2832	2.2268	4.4907	7.7930

Figura 4.5: Diseño transformador Chebyshev.

Se puede consultar el desarrollo más detallado en [3].

#### 4.6. Transformación entre distintos tipos de guías rectangulares y circulares.

El objetivo de esta sección consistirá en aportar unas ideas básicas para la transformación de diferentes tipos de guías. Para esto, se usará el procedimiento del artículo [10]. En dicho artículo, se presenta una metodología para realizar conversiones de guías cuadradas a circulares. El método consistiría en:

**Diseño Inicial:** comenzando con un diseño inicial de un transformador de guías cuadradas de  $N$  secciones, se optimizarán las dimensiones de las secciones intermedias para optimizar el diseño inicial. Una vez optimizado el diseño inicial se procederá a realizar la conversión a guías circulares.

**Conversión:** existen dos formas de transformar una guía cuadrada en una guía circular. La diferencia entre ambas consiste en utilizar geometrías circulares o cuadradas para las secciones intermedias.

El procedimiento para convertir una sección cuadrada en una guía circular se basa en definir los diámetros de la sección circular en función de la altura y anchura de la sección a convertir. Existen tres relaciones:

- Diámetro igual que la anchura:

$$d(i) = a(i).$$

En este caso los resultados que se obtienen no serán muy diferentes para un número distinto de secciones, resultando la diferencia entre los diferentes diámetros marginales.

- Diámetro igual que la altura:

$$d(i) = b(i).$$

En este caso aparecerán picos de resonancia en la banda de frecuencia de operación.

- Diámetro como combinación de altura y anchura:

$$d(i) = \sqrt{a(i)b(i)}.$$

Al utilizar una combinación de alturas y anchuras se limitarán los efectos no deseados de los picos de resonancia producidos por la variación de las dimensiones de las alturas.

Por esta razón, este último será el método que se utilizará en el proyecto.

**Optimización:** esta etapa no es obligatoria, se deberá aplicar en el caso de que la transformación de guías no cumpla las especificaciones necesarias.

## 4.7. Casos prácticos.

Se han realizado diferentes simulaciones con el programa de simulación CST Microwave Studio, con el objetivo de mejorar la comprensión de la base teórica expresada en las secciones anteriores.

### 4.7.1. Transformadores entre guías de onda del mismo tipo.

Se utilizará la metodología de diseño de transformadores de Chebyshev, al presentar mejores resultados que el diseño de transformadores Binomiales en términos de ancho de banda. El valor de las impedancias calculado se asociará a una variación de las dimensiones en las secciones del transformador.

La técnica para obtener las dimensiones de las diferentes secciones de los transformadores de Chebyshev y Binomiales consiste en:

- Secciones de transformadores rectangulares: el cálculo de las dimensiones se realizará mediante el algoritmo presentado en [6].
- Secciones de transformadores circulares: se usará el método desarrollado en [3] para calcular las impedancias de las distintas secciones para un transformador de Chebyshev y Binomial. Una vez obtenidos los valores de las impedancias se utilizarán como el radio de las secciones.

#### Transformador Rectangular.

Se procede a diseñar un transformador de doble plano mediante la variación de las anchuras y alturas de las secciones intermedias, para que la banda de funcionamiento del transformador sea de 11.7 GHz a 18.1 GHz y su frecuencia de trabajo de 14.9 GHz, con una adaptación por debajo de 25 dB. La guía de entrada será de 16x4 milímetros y la guía de salida de 13x3 milímetros.

Para asegurar que en las guías de entrada y salida sólo se propague un modo será necesario calcular las frecuencias de corte para varios modos, tal y como se muestra en la tabla 4.2.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$	$TE_{11}$	$TE_{21}$
Frecuencia corte de la guía inicial (GHz)	9.38	18.75	37.5	38.65	41.93
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	11.54	23.07	50	51.31	55.07

Tabla 4.2: Frecuencias de corte transformador rectangular.

- **Transformador rectangular de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.3, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.6.

Sección	Inicial	1	Final
<b>Anchura(mm)</b>	16	14.422	13
<b>Altura(mm)</b>	4	3.6736	3

Tabla 4.3: Dimensiones del transformador rectangular de 1 sección.

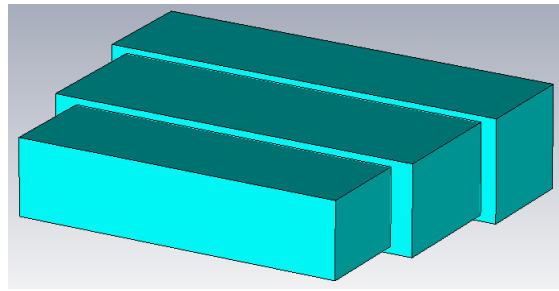


Figura 4.6: Estructura transformador rectangular de 1 sección.

Al no cumplirse las especificaciones iniciales es necesario optimizar las dimensiones del diseño inicial. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma, se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.4.

Sección	Inicial	1	Final
<b>Anchura(mm)</b>	16	14.7531	13
<b>Altura(mm)</b>	4	3.53399	3

Tabla 4.4: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.7.

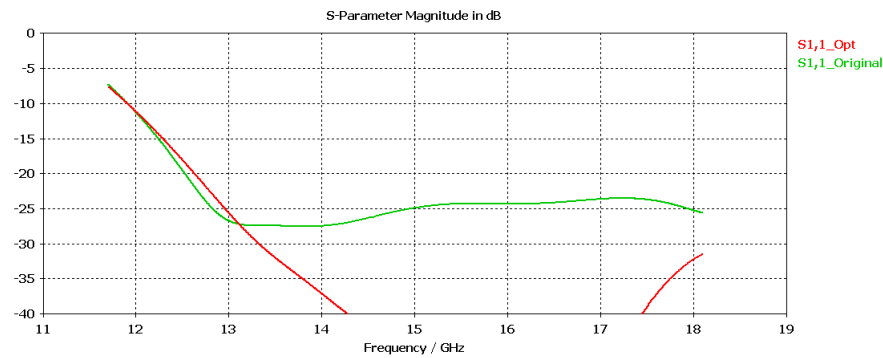


Figura 4.7: Parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 1 sección.

En la figura 4.8, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

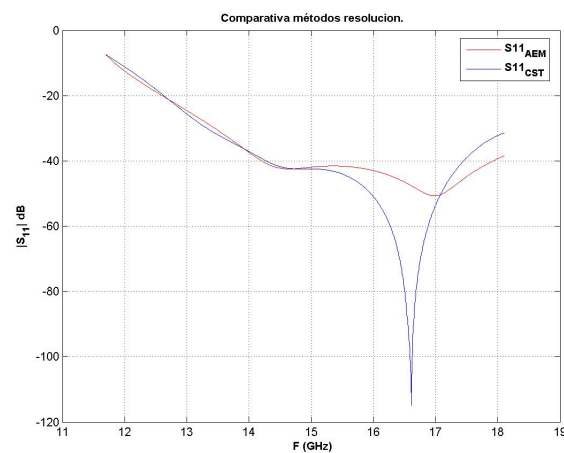


Figura 4.8: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 1 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

- **Transformador rectangular de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.5, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.9.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	16	14.93	13.932	13
Altura(mm)	4	3.8459	3.3931	3

Tabla 4.5: Dimensiones del transformador rectangular de 2 secciones.

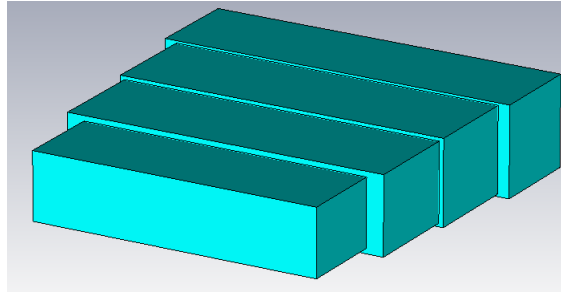


Figura 4.9: Estructura transformador rectangular de 2 secciones.

Aunque se cumplen las especificaciones iniciales será recomendable optimizar las dimensiones del diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.6.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	16	14.9463	14.5377	13
Altura(mm)	4	3.7852	3.4741	3

Tabla 4.6: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 2s.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.10.

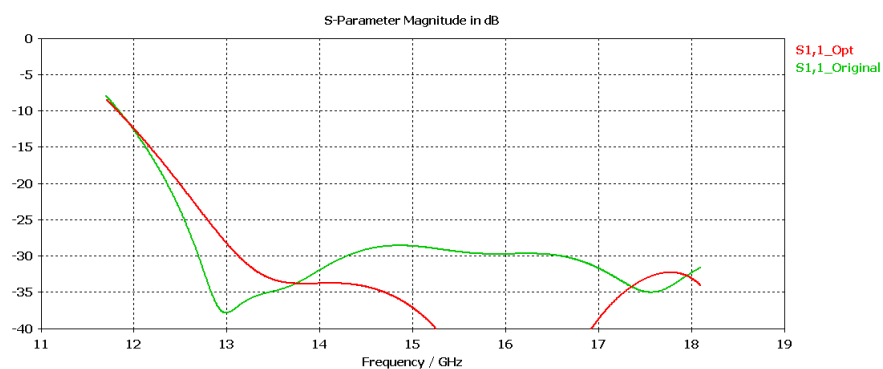


Figura 4.10: Parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 2 secciones.

En la figura 4.11, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

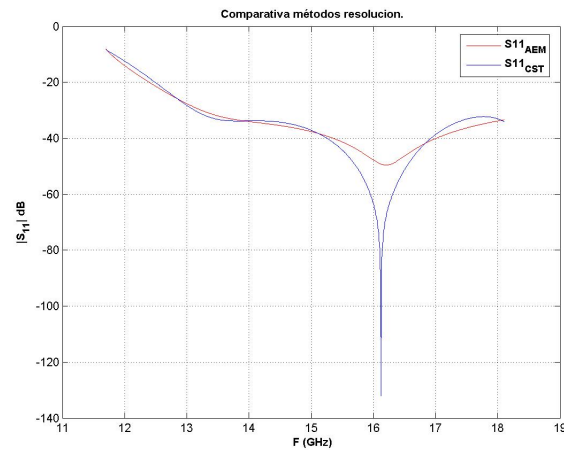


Figura 4.11: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 2 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

- **Transformador rectangular de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.7, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.12.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	16	15.191	14.422	13.693	13
Altura(mm)	4	3.9148	3.6064	3.2487	3

Tabla 4.7: Dimensiones del transformador rectangular de 3 secciones.

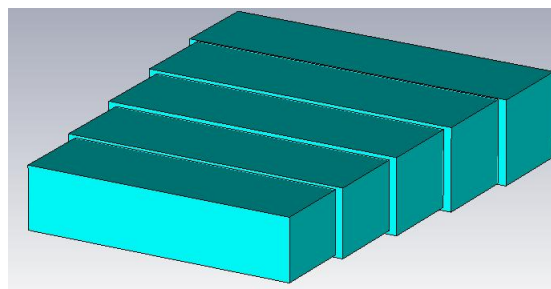


Figura 4.12: Estructura transformador rectangular de 3 secciones.

Será recomendable optimizar las dimensiones del diseño inicial para que se cumplan las especificaciones deseadas. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.8.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	16	15.2536	14.3595	13.6305	13
Altura(mm)	4	3.8673	3.5914	3.2864	3

Tabla 4.8: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.13.

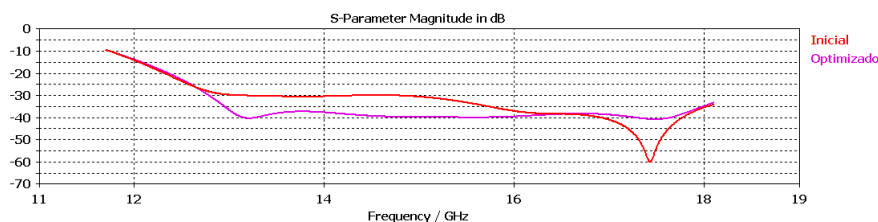


Figura 4.13: Parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 3 secciones.

En la figura 4.14, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

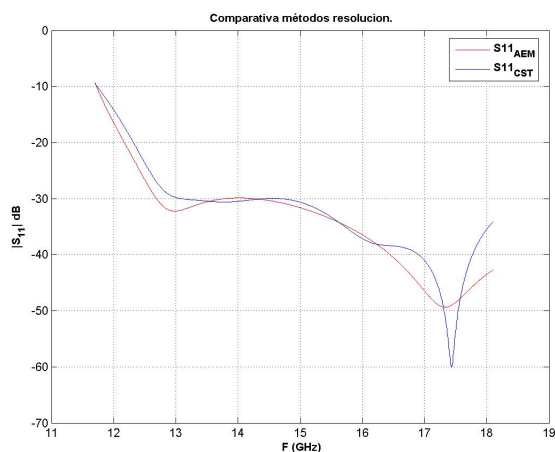


Figura 4.14: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 3 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

Se realiza una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, se comprobó que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejoró, tal y como se muestra en las figuras 4.15 y 4.16.

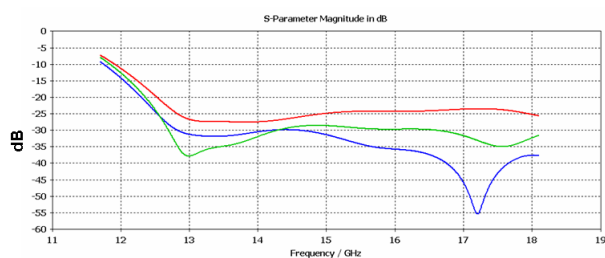
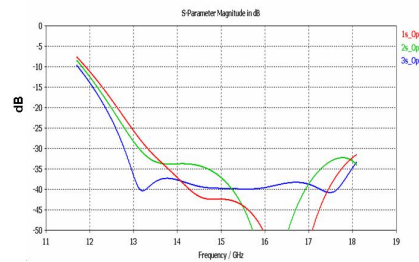


Figura 4.15: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.



Figura 4.16: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida limitan una mejor optimización, por lo que el transformador rectangular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.9, utilizando la ecuación 2.1.

Número de Secciones	Ancho de banda fraccional (%)
3	85.96
2	82.87
1	80.31

Tabla 4.9: Ancho de banda fraccional de un transformador rectangular.

### Transformador Circular.

Se procede a diseñar un transformador circular mediante la variación de los radios de las secciones intermedias, para que la banda de funcionamiento del transformador sea de 11.7 GHz a 18.1 GHz y su frecuencia de trabajo de 14.9 GHz, con una adaptación por debajo de 25 dB. La guía de entrada será de 7.5 milímetros de radio y la guía de salida de 9.5 milímetros de radio.

Para asegurar que en las guías de entrada y salida sólo se propague un modo es necesario calcular las frecuencias de corte para varios modos, tal y como se muestra en la tabla 4.10.

Modo	$TE_{11}$	$TE_{21}$	$TE_{12}$	$TE_{02}$
Frecuencia corte de la guía inicial (GHz)	11.71	19.42	33.91	44.63
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	9.2466	15.34	26.78	35.24

Tabla 4.10: Frecuencias de corte transformador circular.

- **Transformador circular de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.11, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.17.

Sección	Inicial	1	Final
Radio (mm)	7.5	8.441	9.5

Tabla 4.11: Dimensiones transformador circular de 1 sección.

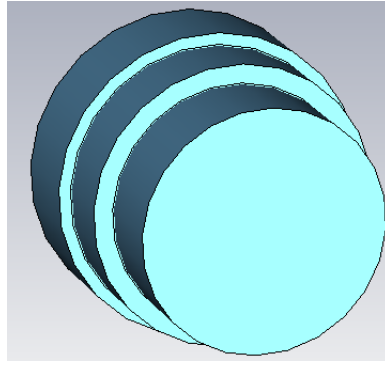


Figura 4.17: Estructura del transformador circular de 1 sección.

Será recomendable optimizar las dimensiones del diseño inicial para que se cumplan las especificaciones deseadas. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.12.

Sección	Inicial	1	Final
Radio (mm)	7.5	8.7597	9.5

Tabla 4.12: Dimensiones optimizadas del transformador circular de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.18.

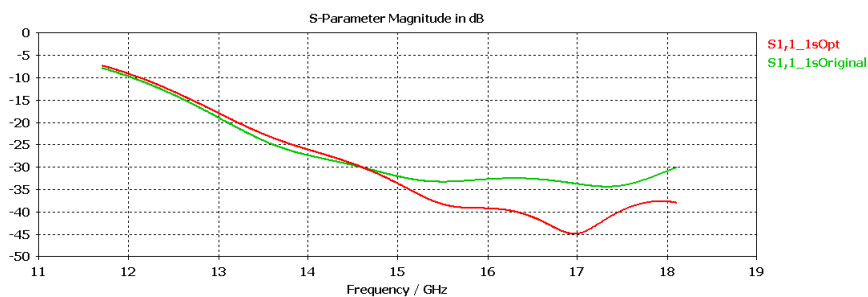


Figura 4.18: Parámetros  $S_{11}$  del transformador circular de 1 sección.

En la figura 4.19, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

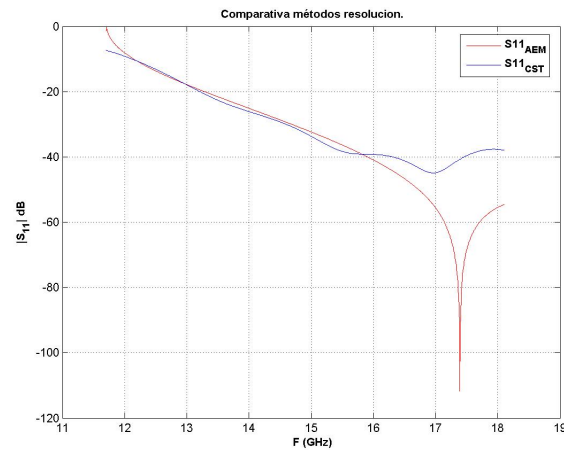


Figura 4.19: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 1 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

- **Transformador circular de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.13, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.20.

Sección	Inicial	1	2	Final
Radio (mm)	7.5	7.9839	8.9242	9.5

Tabla 4.13: Dimensiones transformador circular de 2 secciones.

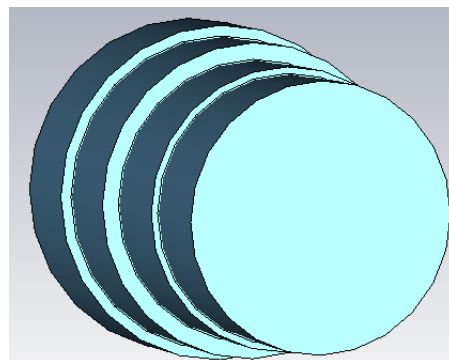


Figura 4.20: Estructura del transformador circular de 2 secciones.

Será recomendable optimizar las dimensiones del diseño inicial para que se cumplan las especificaciones deseadas. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.14.

Sección	Inicial	1	2	Final
Radio (mm)	7.5	7.7543	8.8342	9.5

Tabla 4.14: Dimensiones optimizadas del transformador circular de 2 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.21.

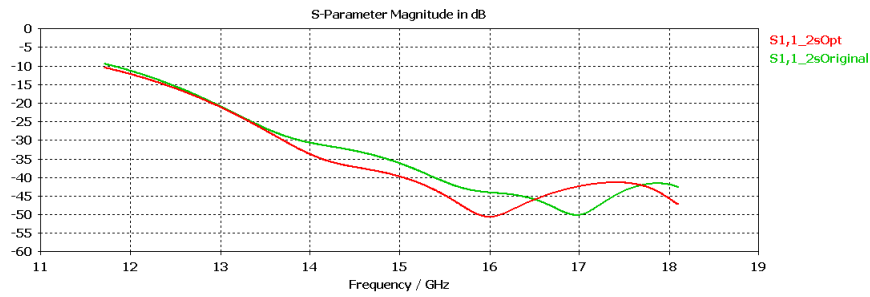


Figura 4.21: Parámetros  $S_{11}$  del transformador circular de 2 secciones.

En la figura 4.22, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

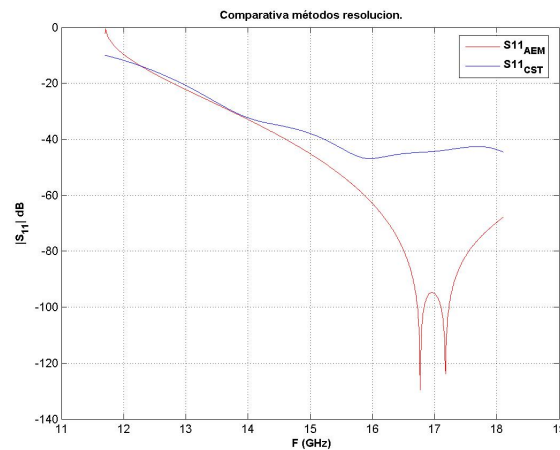


Figura 4.22: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 2 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

- **Transformador circular de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.15, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.23.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Radio (mm)	7.5	7.7454	8.441	9.199	9.5

Tabla 4.15: Dimensiones transformador circular de 3 secciones.

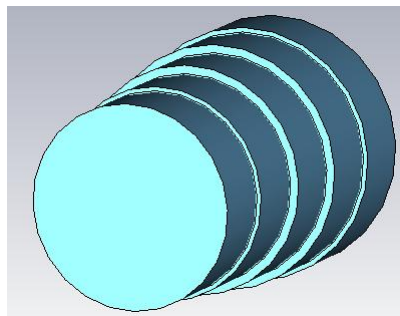


Figura 4.23: Estructura del transformador circular de 3 secciones.

Será recomendable optimizar la dimensiones del diseño inicial para que se cumplan las especificaciones deseadas. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.16.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Radio (mm)	7.5	7.8504	8.471	9.154	9.5

Tabla 4.16: Dimensiones optimizadas del transformador circular de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.24.

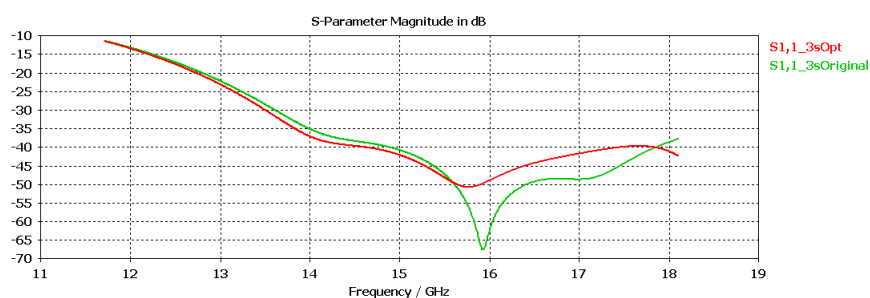


Figura 4.24: Parámetros  $S_{11}$  del transformador circular de 3 secciones.

En la figura 4.25, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

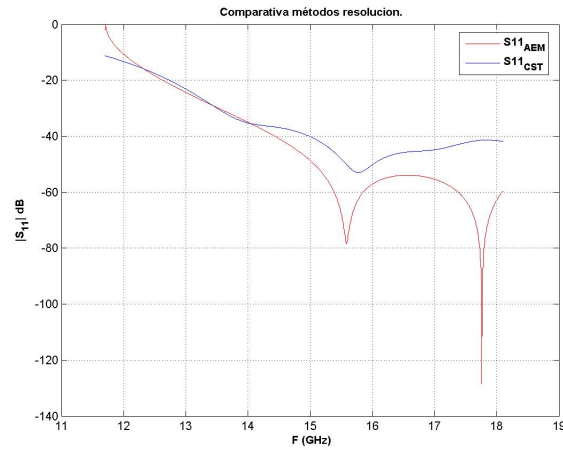


Figura 4.25: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 3 sección.

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares para valores de  $S_{11}$  inferiores a 40 dB.

Se realizó una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, se comprobó que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejoró, tal y como se muestra en las figuras 4.26 y 4.27.

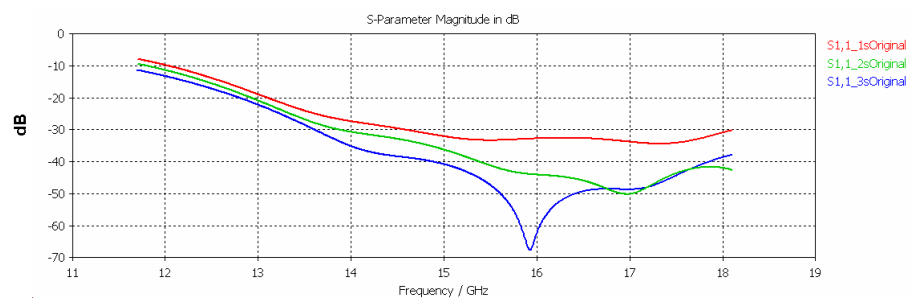


Figura 4.26: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.

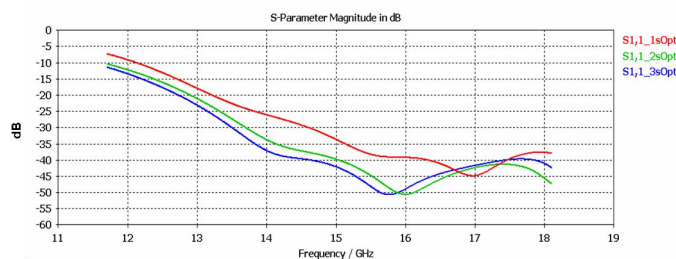


Figura 4.27: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida impiden una mejor optimización, por lo que el transformador circular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.17, utilizando la ecuación 2.1.

Número de Secciones	Ancho de banda fraccional (%)
3	77.31
2	74.66
1	66.85

Tabla 4.17: Ancho de banda fraccional de un transformador circular.

### Transformador Cuadrado.

En un transformador cuadrado, si se conserva la simetría y se especifican las condiciones de contorno en el software CST, se considera que el modo  $TE_{11}$  no se generará. Si se alimenta la guía con el modo  $TE_{01}$  por las condiciones de contorno el modo  $TE_{10}$  no se generará; ocurrirá lo mismo si se alimenta con el modo  $TE_{10}$ .

Se procede a diseñar un transformador cuadrado mediante la variación del lado de las secciones intermedias, para que la banda de funcionamiento del transformador sea de 11.7 GHz a 18.1 GHz y su frecuencia de trabajo de 14.9 GHz, con una adaptación por debajo de 25 dB. La guía de entrada será de 15.8 milímetros y la guía de salida de 18.5 milímetros de radio.

Para asegurar que en las guías de entrada y salida sólo se propague un modo es necesario calcular las frecuencias de corte para varios modos, tal y como se muestra en la tabla 4.18.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{01}$	$TE_{11}$	$TE_{20}$	$TE_{02}$
Frecuencia corte de la guía inicial (GHz)	9.49	9.49	13.43	18.98	18.98
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	8.11	8.11	11.47	16.21	16.21

Tabla 4.18: Frecuencias de corte transformador cuadrado.

- **Transformador cuadrado de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.19, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.28.

Sección	Inicial	1	Final
Lado(mm)	15.8	17.097	18.5

Tabla 4.19: Dimensiones transformador cuadrado de 1 sección.

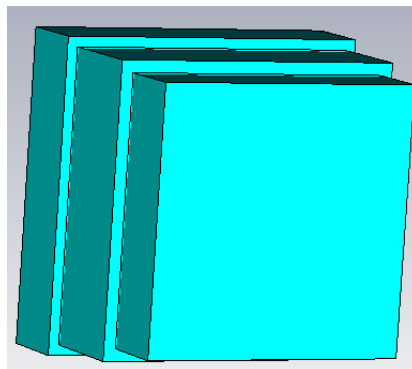


Figura 4.28: Estructura del transformador cuadrado de 1 sección.

Las dimensiones del diseño inicial cumplen las especificaciones deseadas por lo que no será necesario optimizarlas, pero el proceso de optimización de las dimensiones permitirá obtener un mayor margen de seguridad en el diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.20.

Sección	Inicial	1	Final
Lado (mm)	15.8	17.2627	18.5

Tabla 4.20: Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.29.

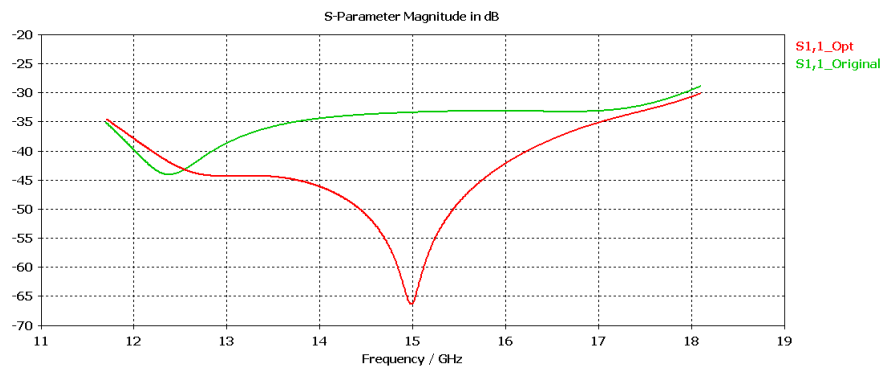


Figura 4.29: Parámetros  $S_{11}$  del transformador cuadrado de 1 sección.

En la figura 4.30, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

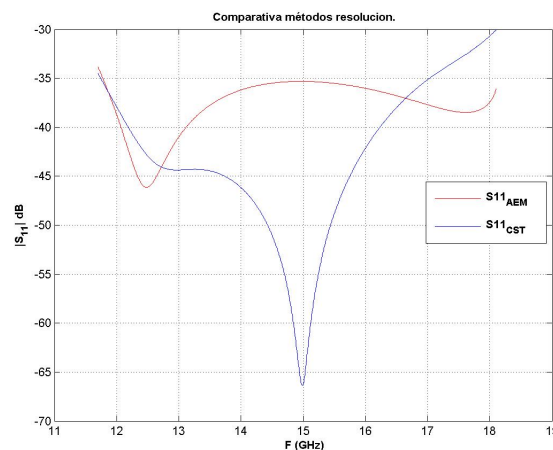


Figura 4.30: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 1 sección.

Se observó que ambas plataformas presentan dificultades para producir resultados similares, se debe a errores de precisión en las simulaciones.



- Transformador cuadrado de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.21, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.31.

Sección	Inicial	1	2	Final
Lado (mm)	15.8	16.653	17.552	18.5

Tabla 4.21: Dimensiones transformador cuadrado de 2 secciones.

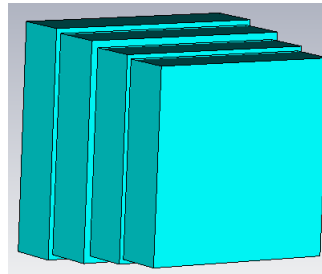


Figura 4.31: Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones.

Las dimensiones del diseño inicial cumplen las especificaciones deseadas por lo que no será necesario optimizarlas, pero el proceso de optimización de las dimensiones permitirá obtener un mayor margen de seguridad en el diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.22.

Sección	Inicial	1	2	Final
Lado (mm)	15.8	16.5245	17.675	18.5

Tabla 4.22: Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 2 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.32.

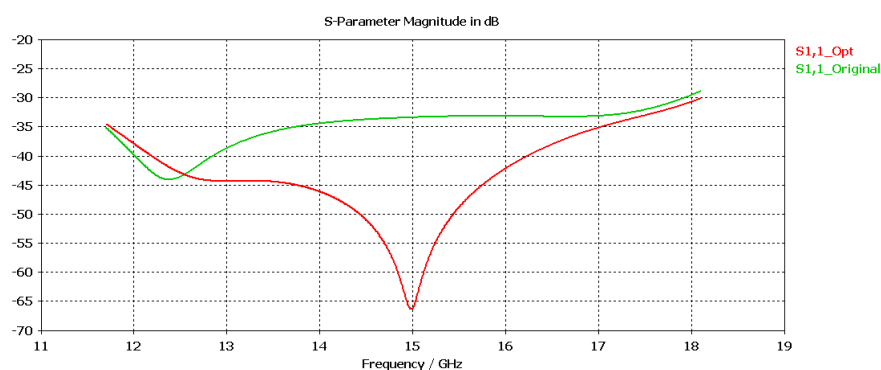


Figura 4.32: Parámetros  $S_{11}$  del transformador cuadrado de 2 secciones.

En la figura 4.33, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

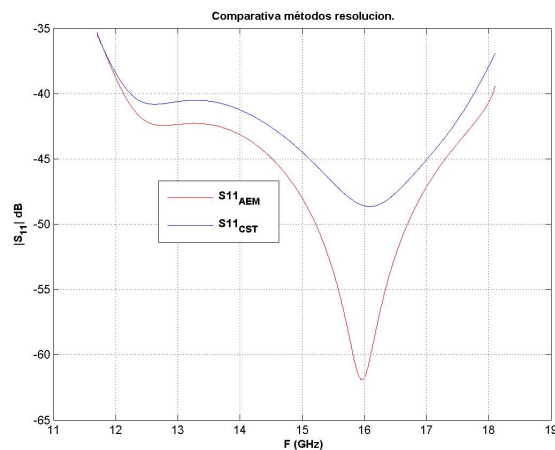


Figura 4.33: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 2 secciones.

Se observó que ambas plataformas presentan dificultades para producir resultados similares, se debe a errores de precisión en las simulaciones.

- **Transformador cuadrado de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.23, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.34.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Lado (mm)	15.8	16.436	17.097	17.785	18.5

Tabla 4.23: Dimensiones transformador cuadrado de 3 secciones.

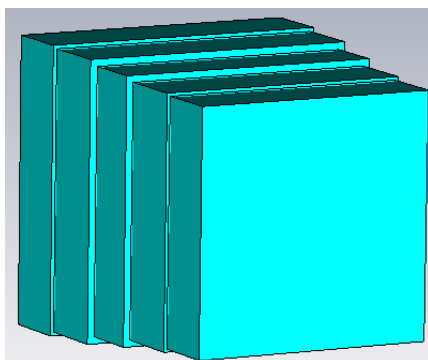


Figura 4.34: Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones.

Las dimensiones del diseño inicial cumplen las especificaciones deseadas por lo que no será necesario optimizarlas, pero el proceso de optimización de las dimensiones permitirá obtener un mayor margen de seguridad en el diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves; este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtendrán las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 4.24.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Lado (mm)	15.8	16.216	17.092	18.02	18.5

Tabla 4.24: Dimensiones optimizadas del transformador cuadrado de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.35.

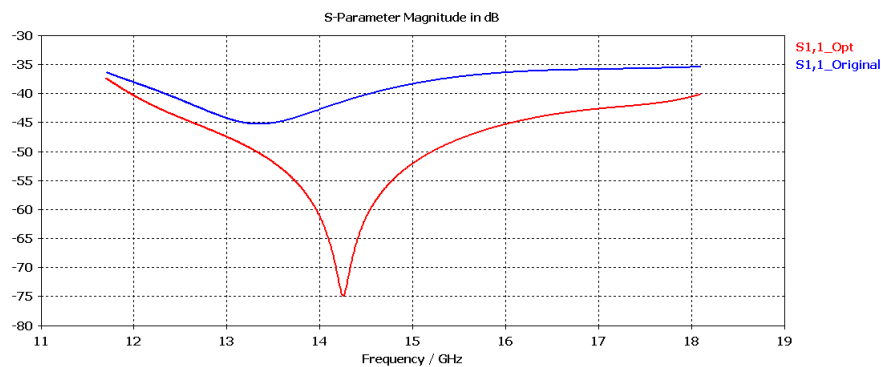


Figura 4.35: Parámetros  $S_{11}$  del transformador cuadrado de 3 secciones.

En la figura 4.36, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

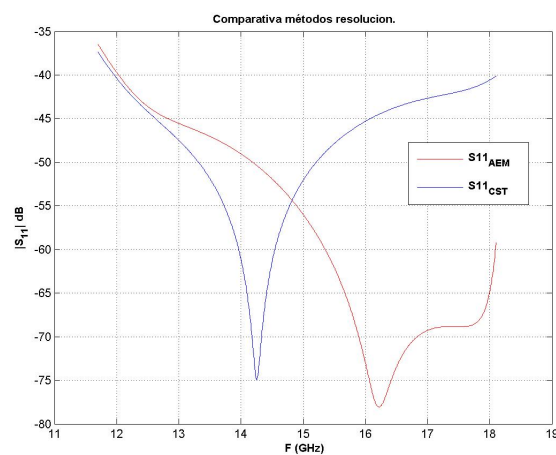
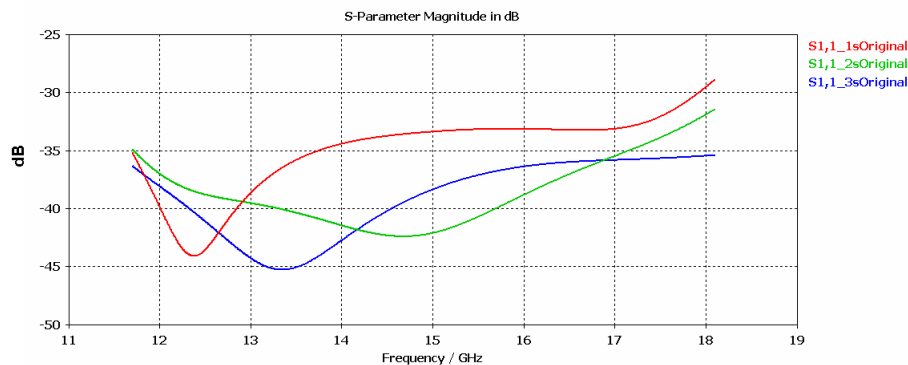
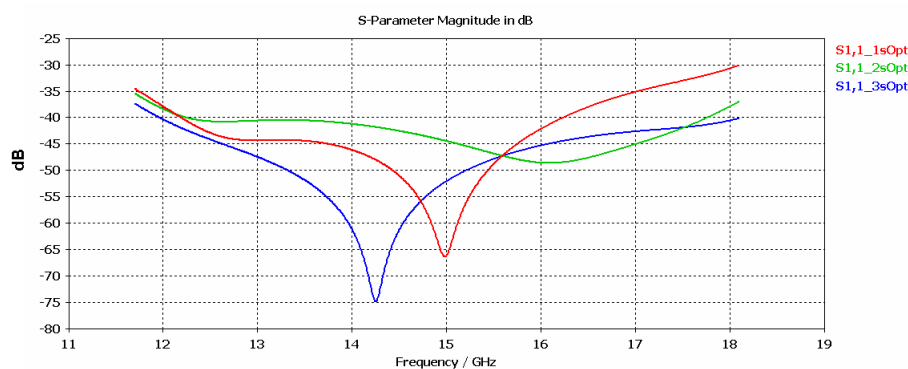


Figura 4.36: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  del transformador rectangular de 3 secciones.

Se observó que ambas plataformas presentan dificultades para producir resultados similares, se debe a errores de precisión en las simulaciones.

Se realizó una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, se comprobó que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejoró, tal y como se muestra en las figuras 4.37 y 4.38.

Figura 4.37: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.Figura 4.38: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.25, utilizando la ecuación 2.1. A pesar de que el ancho de banda fraccional fue el máximo posible, un aumento en el número de secciones permitiría un acoplo del transformador mayor.

Número de Secciones	Ancho de banda fraccional (%)
3	100
2	100
1	100

Tabla 4.25: Ancho de banda fraccional de un transformador cuadrado.

#### 4.7.2. Transformaciones de distintos tipos de guías de onda.

Para realizar la transformación de una estructura de un tipo de guía a otra, se utiliza la metodología expuesta en la sección 4.6, donde el diámetro de las secciones circulares es una combinación de alturas y anchuras del transformador optimizado.

##### Transformación guía cuadrada a circular.

En la transformación de guías cuadradas a circulares, será necesario comenzar con un diseño de un transformador cuadrado de varias secciones, tal y como se desarrolla en la sección 4.7.1, se utilizarán secciones intermedias de geometría cuadrada o circular comprobando qué estrategia será la más óptima.

- **Transformación guía cuadrada a circular de 1 sección:** las estructuras de los transformadores se encuentran representadas en las figuras 4.39 y 4.40.

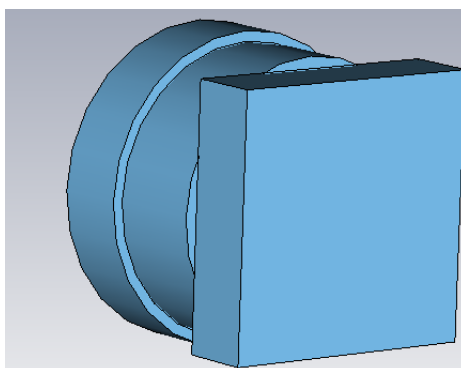


Figura 4.39: Estructura del transformador cuadrado de 1 sección con secciones circulares.

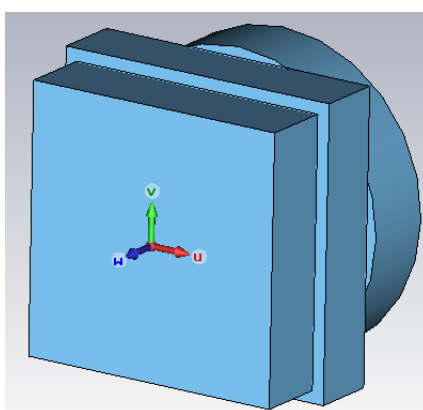


Figura 4.40: Estructura del transformador cuadrado de 1 sección con secciones cuadradas.

Se obtendrá el parámetro  $S_{11}$  de ambos casos, tal y como se muestra en la figura 4.41.

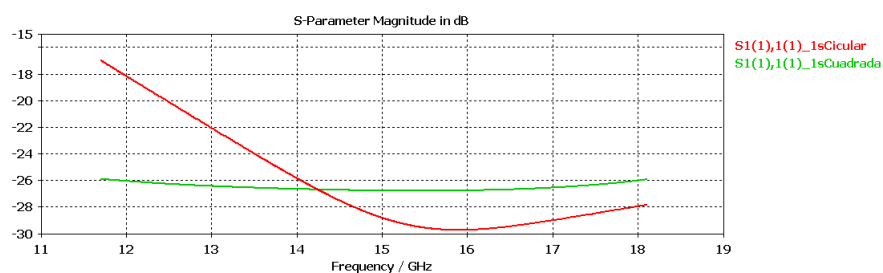


Figura 4.41: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 1 sección.

En la figura 4.42, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones circulares, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

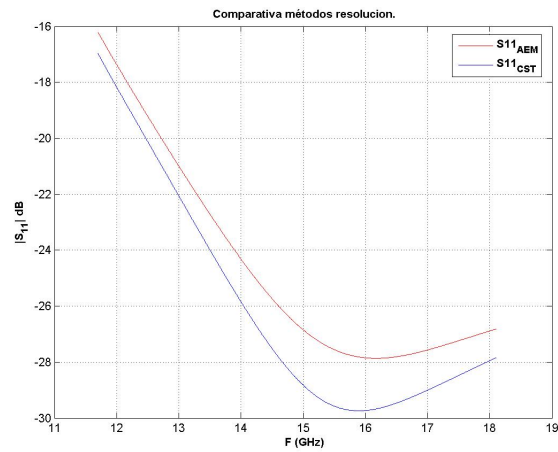


Figura 4.42: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  1 sección circular.

En la figura 4.43, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones cuadradas, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

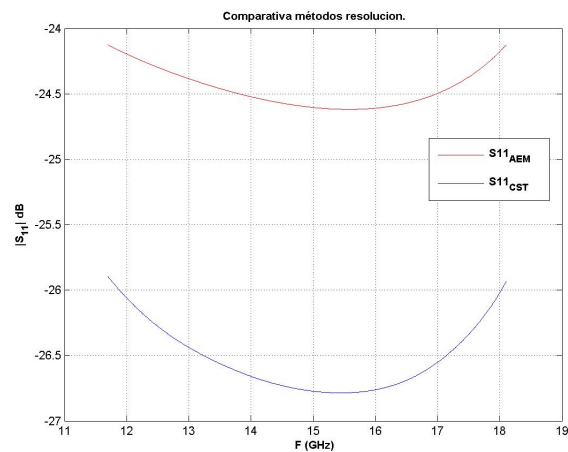


Figura 4.43: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  1 sección cuadradas.

- **Transformación guía cuadrada a circular de 2 secciones:** las estructuras de los transformadores se encuentran representadas en las figuras 4.44 y 4.45.

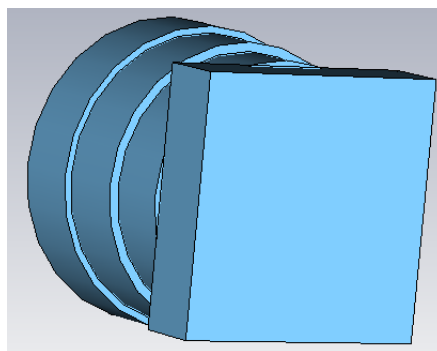


Figura 4.44: Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones con secciones circulares.

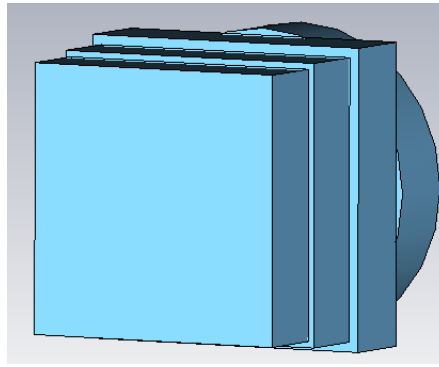


Figura 4.45: Estructura del transformador cuadrado de 2 secciones con secciones cuadradas.

Se obtendrá el parámetro  $S_{11}$  de ambos casos, tal y como se muestra en la figura 4.46.

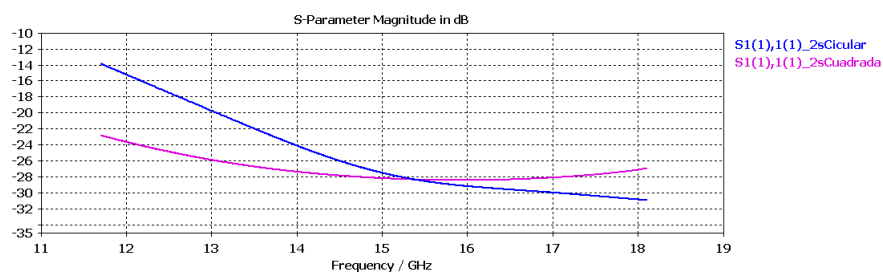


Figura 4.46: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 2 secciones.

En la figura 4.47, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones circulares, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

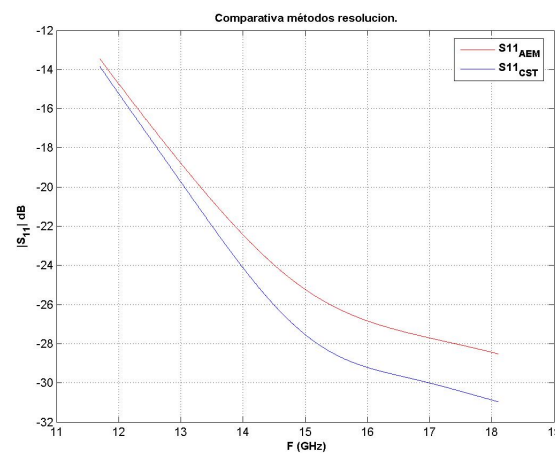


Figura 4.47: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  2 secciones circulares.

En la figura 4.48, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones cuadradas, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

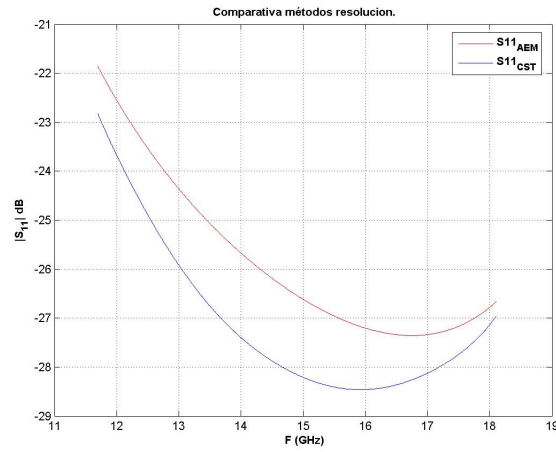


Figura 4.48: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  2 secciones cuadradas.

- Transformación guía cuadrada a circular de 3 secciones:** las estructuras de los transformadores se encuentran representadas en las figuras 4.49 y 4.50.

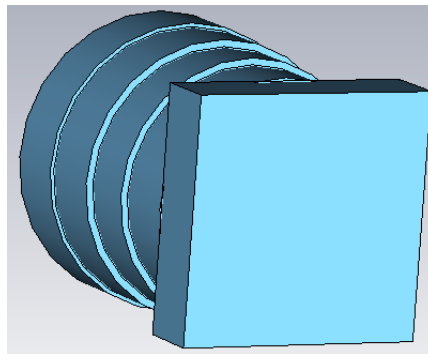


Figura 4.49: Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones con secciones circulares.

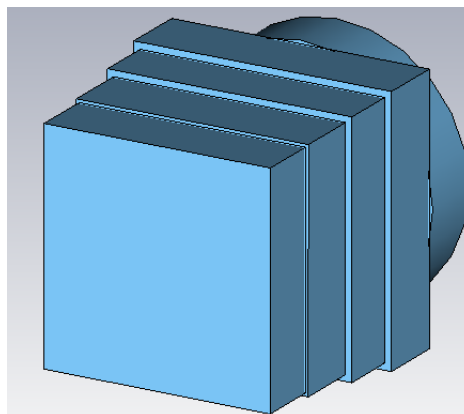


Figura 4.50: Estructura del transformador cuadrado de 3 secciones con secciones cuadradas.

Se obtendrá el parámetro  $S_{11}$  de ambos casos, tal y como se muestra en la figura 4.51.



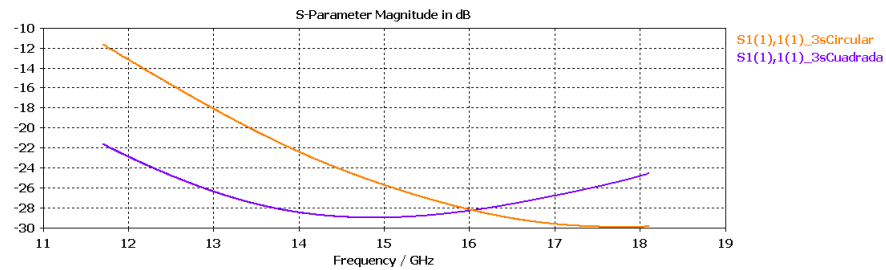


Figura 4.51: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 3 secciones.

En la figura 4.52, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones circulares, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

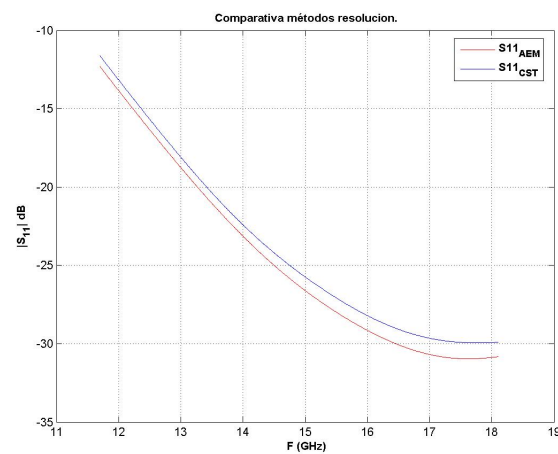


Figura 4.52: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  3 secciones circulares.

En la figura 4.53, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$  para la estructura con secciones cuadradas, obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

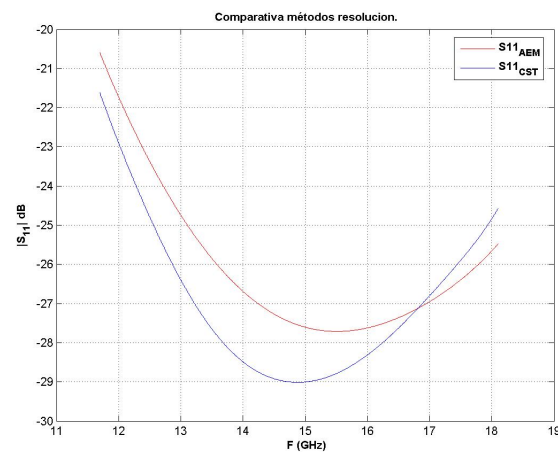


Figura 4.53: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$  3 secciones cuadradas.

Se comprobó que en ambas estrategias de diseño el parámetro  $S_{11}$  disminuía según se incrementaba el número de secciones, tal y como se muestra en la figura 4.54.

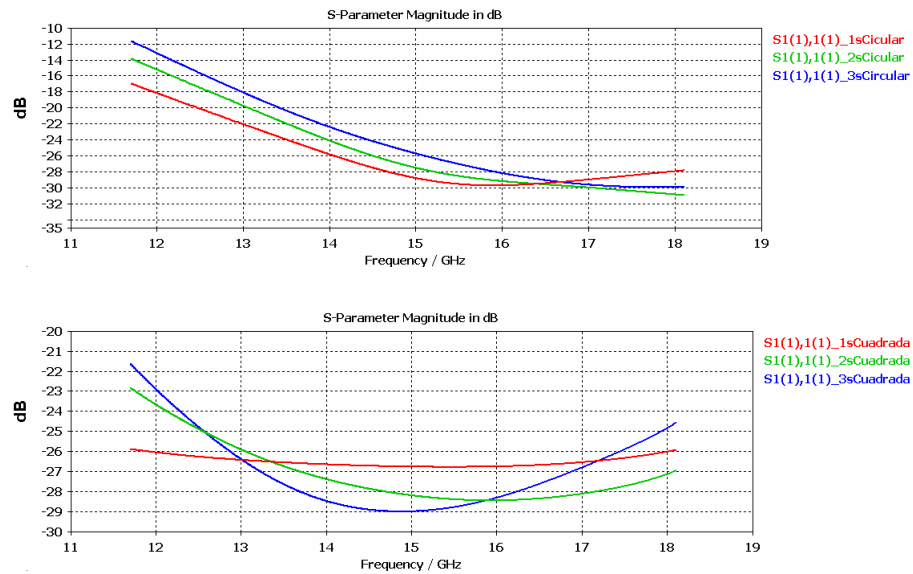


Figura 4.54: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para distintas secciones.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida impiden una mejor optimización, por lo que el transformador rectangular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.26.

Número de Secciones	Secciones circulares(%)	Secciones cuadradas(%)
3	52.34	83.72
2	60.63	86.4
1	67.66	100

Tabla 4.26: Ancho de banda fraccional de la transformación guía cuadrada a circular.

### Transformación guía rectangular a cuadrada.

En la transformación de guías rectangulares a cuadradas, será necesario comenzar con un diseño de un transformador rectangular de varias secciones, tal y como se desarrolla en la Se observó que ambas plataformas presentan dificultades para producir resultados similares, se debe a errores de precisión en las simulaciones.sección 4.7.1. Se realizará una transformación de una guía rectangular de 13 milímetros de ancho por 6 milímetros de alto a una guía cuadrada de 14 milímetros de lado, mediante secciones rectangulares.

- **Transformación guía rectangular a cuadrada de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.27, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.55 .

Sección	Inicial	1	Final
Anchura(mm)	13	13.4907	14
Altura(mm)	6	7.9224	14

Tabla 4.27: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

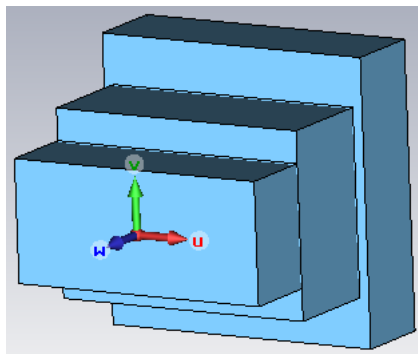


Figura 4.55: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.28.

Sección	Inicial	1	Final
Anchura(mm)	13	13	14
Altura(mm)	6	9.1374	14

Tabla 4.28: Dimensiones óptimas del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.56.

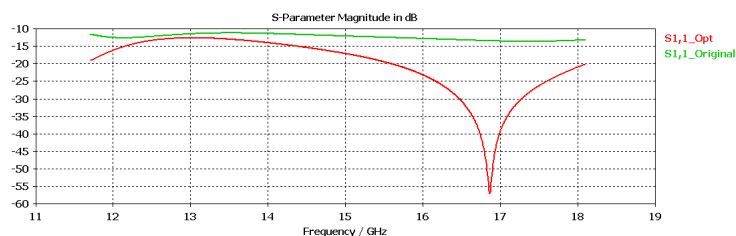


Figura 4.56: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 1 sección.

En la figura 4.57, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

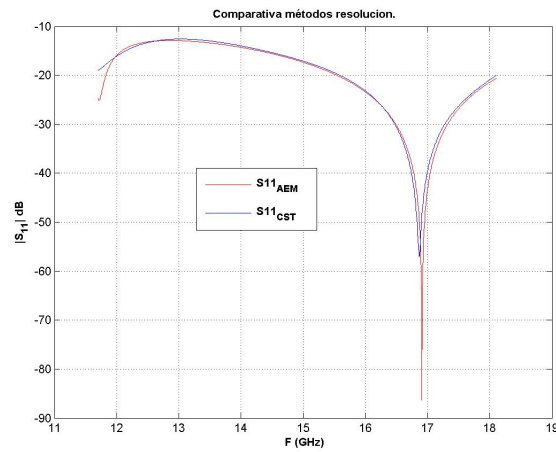


Figura 4.57: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares.

- Transformación guía rectangular a cuadrada de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.29, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.58.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	13	13.3251	13.6584	14
Altura(mm)	6	6.9082	9.833	14

Tabla 4.29: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

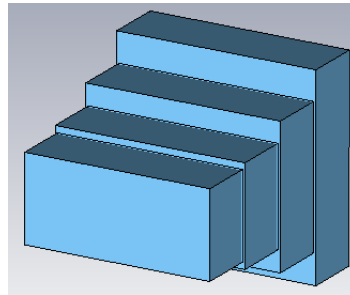


Figura 4.58: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.30.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	13	13.0626	13.3034	14
Altura(mm)	6	6.9082	9.833	14

Tabla 4.30: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.59.

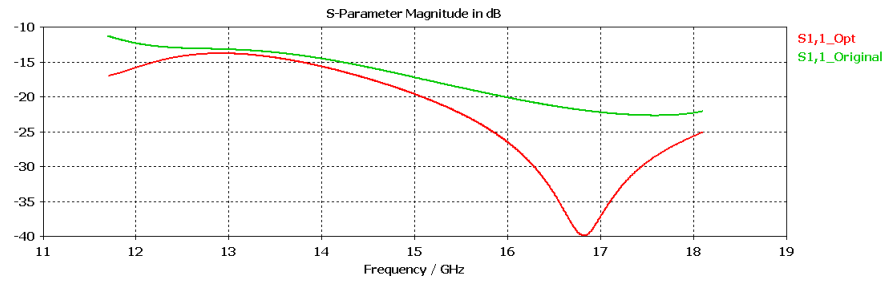


Figura 4.59: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 2 secciones.

En la figura 4.60, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

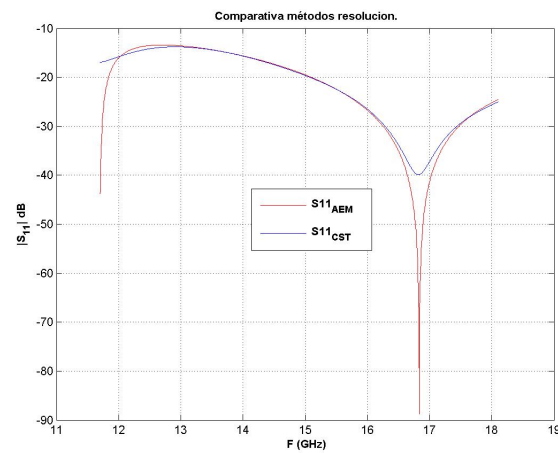


Figura 4.60: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares.

- Transformación guía rectangular a cuadrada de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.31, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.61.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	13	13.2431	13.4907	13.743	14
Altura(mm)	6	7.5869	10.1585	12.8494	14

Tabla 4.31: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones.

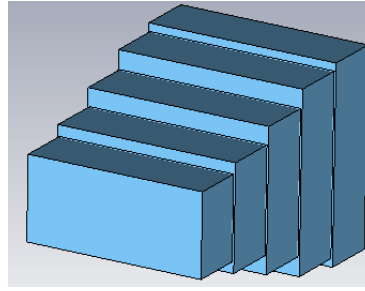


Figura 4.61: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.32.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	13	13	13.7057	13.763	14
Altura(mm)	6	7.2419	10.2685	12.9494	14

Tabla 4.32: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrada de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.62.

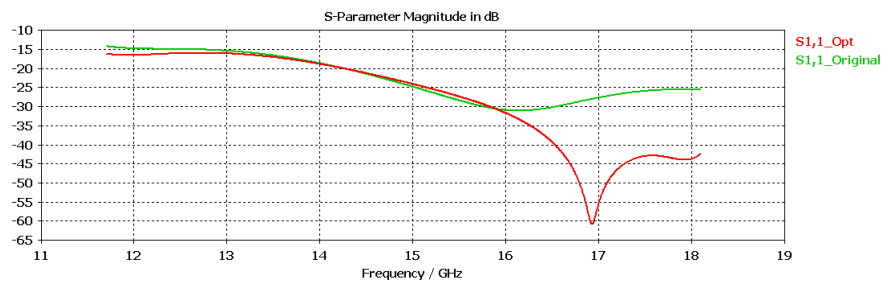


Figura 4.62: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 3 secciones.

En la figura 4.63, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

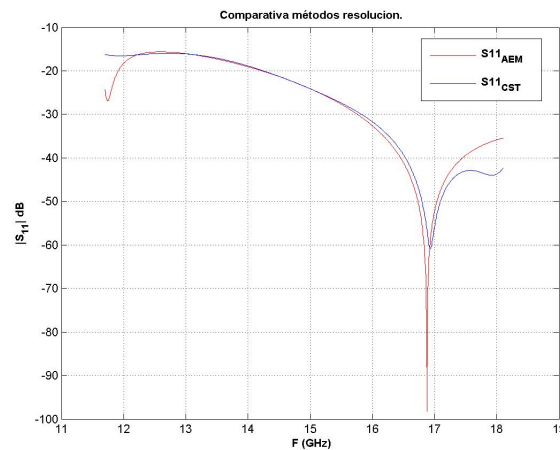


Figura 4.63: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

Se observó que ambas plataformas producen resultados similares.

Se realiza una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, se comprobó que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejoró, tal y como se muestra en las figuras 4.64 y 4.65.

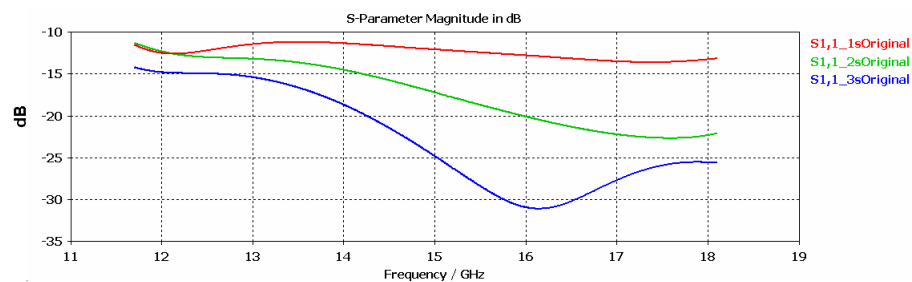


Figura 4.64: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.

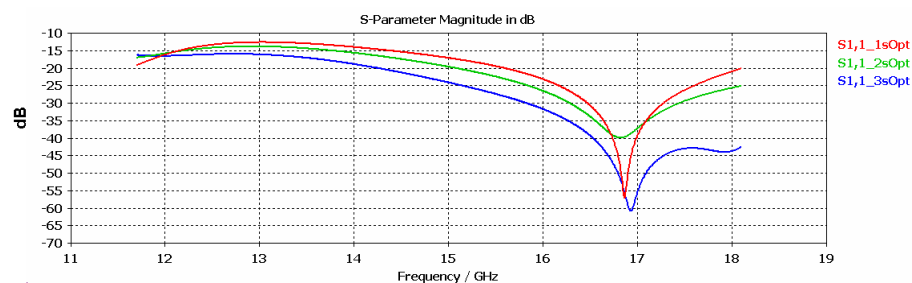


Figura 4.65: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida impiden una mejor optimización, por lo que el transformador rectangular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello, se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.33.

Número de Secciones	Secciones rectangulares(%)
3	45
2	36
1	20

Tabla 4.33: Ancho de banda fraccional de la transformación guía rectangular a cuadrada.

### Transformación guía rectangular a circular.

En la transformación de guías rectangulares a circular, será necesario comenzar con un diseño de un transformador rectangular a guías cuadradas que se encuentra desarrollado en el apartado anterior. Se realizará una transformación de una guía rectangular de 13 milímetros de ancho por 6 milímetros de alto a una guía circular de 8 milímetros de radio, mediante secciones rectangulares.

- Transformación guía rectangular a circular de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.34, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.66.

Sección	Inicial	1	Final
Anchura(mm)	13	13.4907	14
Altura(mm)	6	7.9224	14

Tabla 4.34: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

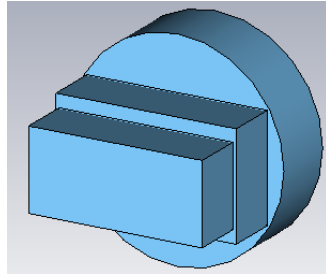


Figura 4.66: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.35.

Sección	Inicial	1	Final
Anchura(mm)	13	13	14
Altura(mm)	6	9.1374	14

Tabla 4.35: Dimensiones óptimas del transformador rectangular a cuadrado de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.67.

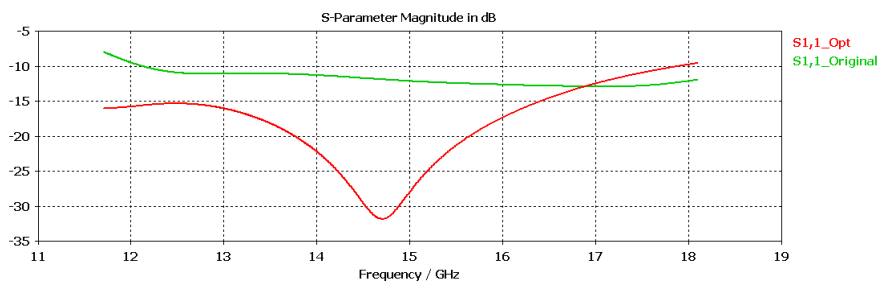


Figura 4.67: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 1 sección.

En la figura 4.68, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.



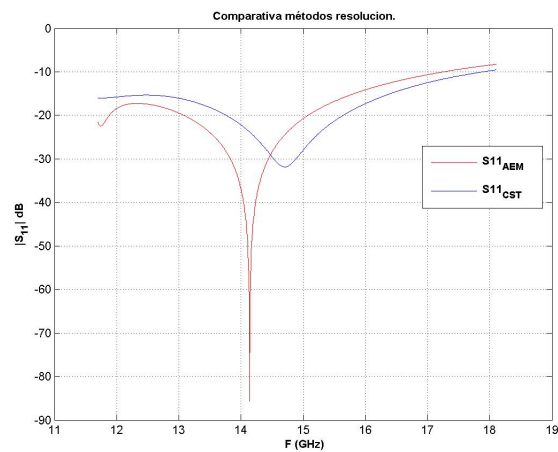


Figura 4.68: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

- Transformación guía rectangular a circular de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 4.36, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.69.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	13	13.3251	13.6584	14
Altura(mm)	6	6.9082	9.833	14

Tabla 4.36: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

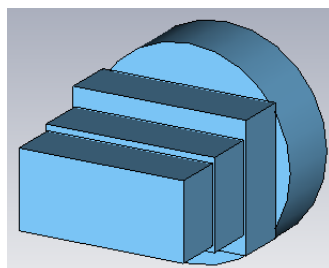


Figura 4.69: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.37.

Sección	Inicial	1	2	Final
Anchura(mm)	13	13.0626	13.3034	14
Altura(mm)	6	6.9082	9.833	14

Tabla 4.37: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrado de 2 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.70.

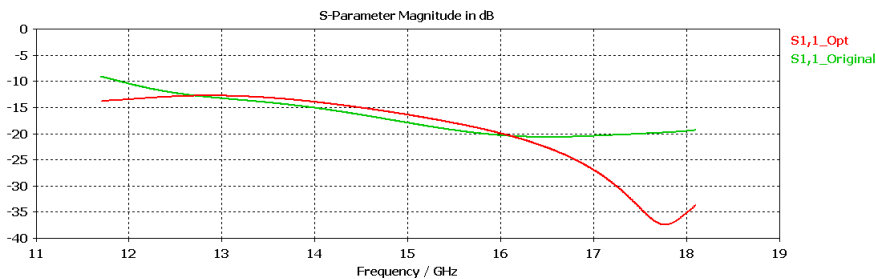


Figura 4.70: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 2 secciones.

En la figura 4.71, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

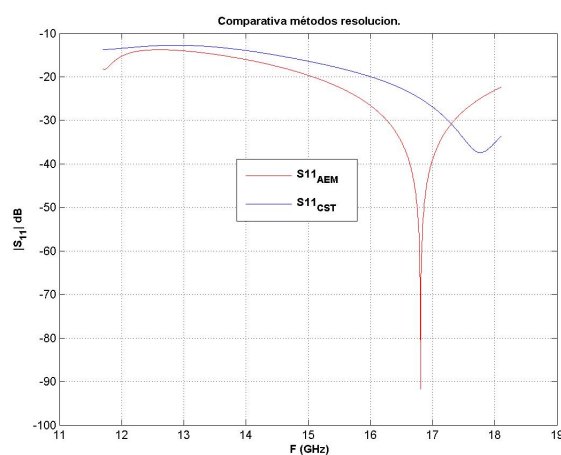


Figura 4.71: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

- **Transformación guía rectangular a circular de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentra en la tabla 4.38, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 4.72.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	13	13.2431	13.4907	13.743	14
Altura(mm)	6	7.5869	10.1585	12.8494	14

Tabla 4.38: Dimensiones del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones.

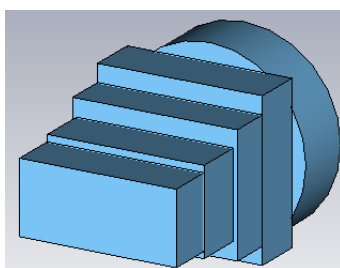


Figura 4.72: Estructura del transformador rectangular a cuadrado de 3 secciones.

Se obtienen las dimensiones optimizadas del transformador representadas en la tabla 4.39.

Sección	Inicial	1	2	3	Final
Anchura(mm)	13	13	13.7057	13.763	14
Altura(mm)	6	7.2419	10.2685	12.9494	14

Tabla 4.39: Dimensiones optimizadas del transformador rectangular a cuadrada de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 4.73.

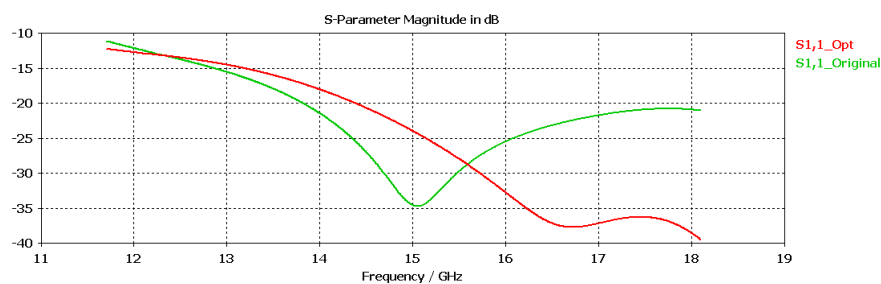


Figura 4.73: Parámetros  $S_{11}$  de la transformación para 3 secciones.

En la figura 4.74, se representa una comparativa del parámetro  $S_{11}$ , obtenido mediante el software CST Microwave Studio y un código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*.

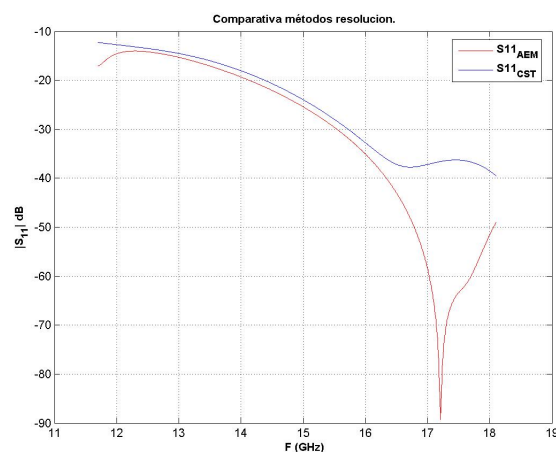
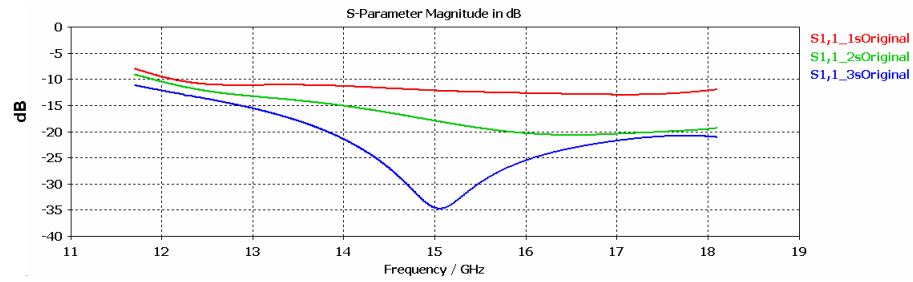
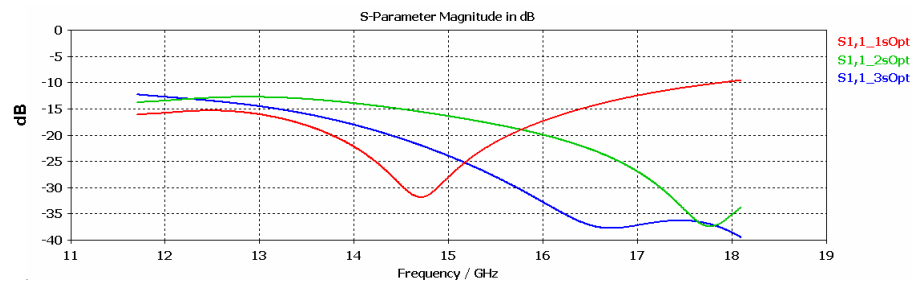


Figura 4.74: Comparativa AEM y CST del parámetros  $S_{11}$ .

Se realiza una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, se comprobó que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejoró, tal y como se muestra en las figuras 4.75 y 4.76.

Figura 4.75: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.Figura 4.76: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida impiden una optimización mejor, por lo que el transformador rectangular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello, se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 4.40.

Número de Secciones	Secciones rectangulares(%)
3	44
2	22
1	15

Tabla 4.40: Ancho de banda fraccional de la transformación guía rectangular a cuadrada.

## 4.8. Conclusiones.

Como se ha podido comprobar en este capítulo, al adaptar dos guías de igual geometría según se aumenta el número de secciones intermedias su adaptación es mayor, ya sea para un transformador circular, rectangular o cuadrado. Incluso para casos de adaptación de guías con diferente geometría.

En este capítulo, se han estudiado estructuras con guías de onda canónicas (rectangulares y circulares), cuyas técnicas de síntesis y modelos se encuentran muy desarrollados, como entrenamiento y puesta a punto para las herramientas de optimización numérica que se utilizarán para resolver estructuras con guías de onda no canónicas en el próximo capítulo.

Al realizar las simulaciones de los casos prácticos, utilizando en todos los casos secciones intermedias de forma canónica, con el software CST Microwave Studio y el código de análisis electromagnético que utiliza la técnica de *Mode-Matching*, se comprueba que ambos métodos

son muy similares, concluyéndose que al aumentar el número de secciones también mejoran los resultados. Centrándose en los resultados de adaptación mejores que 40 dB (40 dB significa, si alimentamos la estructura con 1 W de potencia se esta reflejando 0.0001 W), existen diferencias entre dichos métodos debido a la precisión numérica. De hecho, las medidas de adaptaciones por encima de 40 dB resultan muy difíciles desde el punto de vista práctico.

Finalmente, la utilización de las propiedades de simetría permiten ahorrar tiempo de simulación en los diseños, por lo que su uso será más que recomendable.



# 5

## Transformadores con guías de onda no canónicas.

### 5.1. Introducción.

El objetivo de este capítulo será estudiar las estructuras de transformadores con guías de onda de forma compleja, utilizando secciones con forma de pajarita o *bow-tie*, tal y como se expone en [13]. En dichas estructuras no se disponen de técnicas de síntesis circuital y modelos que se utilizan en transformadores con secciones de forma canónica (rectangulares y circulares) por lo que será necesario optimizarlas utilizando métodos numéricos. Por ello, en el capítulo anterior, aún disponiéndose de técnicas circuitales, los diseños se abordaron mediante optimización numérica para poder comparar mejor los resultados de este capítulo.

La motivación de utilizar guías con sección en forma de pajarita, a priori bastante arbitraria, viene motivada por [13] y otros trabajos ([14, 15, 16, 17]). En ellos, se demuestra con diseños que este tipo de guía (en cierto modo parecida a la guía ridge [3], cuyas propiedades son bien conocidas y se usan simplemente en la industria) permite unas prestaciones superiores en algunos aspectos (que se comentarán más adelante: compacidad, número de secciones, menor masa ) que los diseños clásicos.

Si se comienza con el entrenamiento de las herramientas de optimización realizado mediante las estructuras de transformadores con guías de onda canónicas presentadas en el capítulo 4, se puede proceder a realizar las siguientes estructuras:

- **Transformadores entre guías rectangulares con secciones con forma de pajarita o *bow-tie*:** el objetivo de este tipo de estructura consistirá en comprobar la capacidad de adaptar guías de onda mediante secciones con forma de pajarita, pudiendo ser las guías de entrada y salida iguales o diferentes. Además, el modo de propagación a la salida será el mismo (salvo atenuación), tal y como se representa en 5.1. Esto quiere decir, que en este caso, se trata de hacer un dispositivo que transforme la señal del campo  $TE_{10}$  de la guía rectangular de entrada en el campo  $TE_{10}$  de la guía rectangular de salida (transformador

de campo entre dos modos del mismo tipo, aunque de guías rectangulares de tamaños distintos).

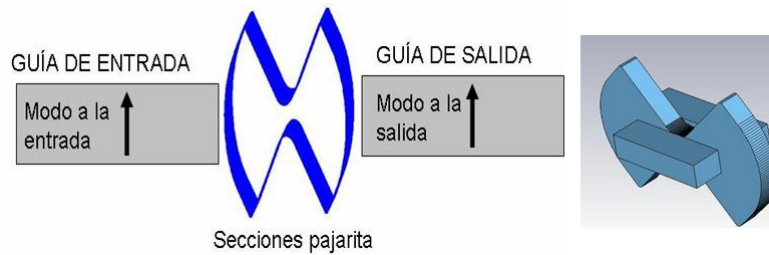


Figura 5.1: Diagrama transformador.

Con este tipo de transformadores no se pretende sustituir a los presentados en el capítulo anterior, sino que se desea obtener soluciones para casos concretos de transformadores entre guías rectangulares, alcanzando para una determinada aplicación un compromiso mejor entre:

- Porcentaje de ancho de banda fraccional: porcentaje de ancho de banda donde la estructura cumple los requisitos requeridos.
- Adaptación de la estructura (especificaciones para el módulo del parámetro de  $S_{11}$  : banda de frecuencias donde tiene que ser mejor que un determinado valor objetivo).
- Tamaño de la estructura: un menor tamaño de la estructura permite consumir menos recursos, esto disminuye el coste de producción de la estructura y su peso (esencial en el segmento espacial). También puede dar lugar a menos pérdidas por disipación, al ser la estructura más pequeña.
- Tiempo empleado en el diseño: en ocasiones consumir más tiempo en el desarrollo del diseño no proporciona mejores resultados, por lo que será necesario determinar que cantidad de tiempo se desea emplear.

En este caso los valores de las figuras de mérito ideales en este tipo de estructura consisten en:

- El valor de  $|S_{11}|$  debe ser el menor posible para el diseño (en unidades naturales lo más próximo a cero posible y en dB lo más negativo posible).
  - El porcentaje de ancho de banda fraccional debe ser el máximo posible.
- **Giradores de campo o *twist*:** el objetivo de este segundo tipo de estructura consistirá en comprobar la capacidad de adaptar guías de onda giradas entre sí mediante secciones con forma de pajarita. Las guías de entrada y salida pueden ser iguales o diferentes y encontrarse con un giro relativo de un ángulo  $\beta$ . El transformador se debe adaptar del modo  $TE_{10}$  de la guía rectangular de entrada al modo  $TE_{10}$  de la guía rectangular de salida, pero a diferencia con el caso anterior, el campo de estos modos se encuentra girado un ángulo  $\beta$  entre sí. En este caso el modo de propagación a la salida será distinto, tal y como se representa en 5.2.



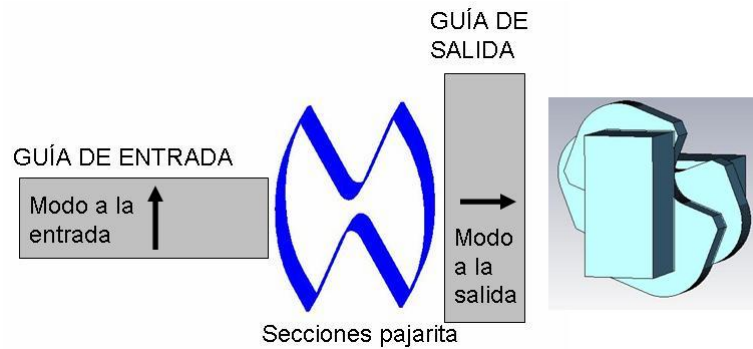


Figura 5.2: Diagrama girador de campo.

De forma más concreta, un girador de campo permite adaptar guías de entrada y salida que se encuentran giradas por un ángulo  $\beta$ , mediante la interconexión de diferentes secciones con forma de pajarita giradas cada una un ángulo  $\alpha_i$ , tal y como se representa en la figura 5.16 que se verá más adelante.

La utilización de este tipo de geometría generará estructuras para rotar campos de una forma más compacta y fácil de construir, evitando problemas de torsión y estrés en el proceso de fabricación con una alta repetibilidad. Además, presentan bajas pérdidas y unas especificaciones de ancho de banda con menor tamaño que en otros diseños, como por ejemplo, el diseño en L (L-shaped) estudiado en [18].

- **Polarizadores:** el objetivo de este tercer y último tipo de estructura, que se tratará en este capítulo, consistirá en comprobar la capacidad de realizar polarizadores mediante secciones con forma de pajarita. En concreto, en este proyecto, la guía de entrada será monomodo y la guía de salida será multimodo. Se encontrarán dos modos de propagación perpendiculares a la salida, idealmente con la misma amplitud pero desfasados entre sí  $\pm 90^\circ$ , tal y como se representa en 5.3.

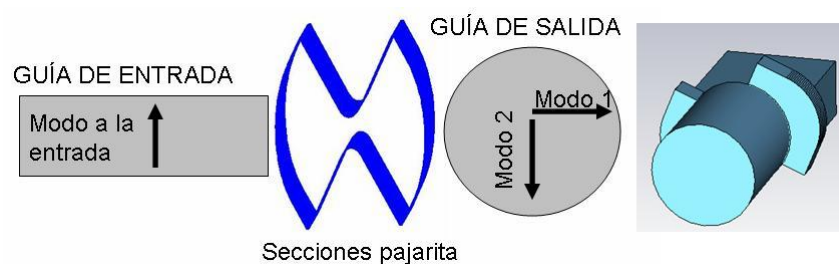


Figura 5.3: Diagrama polarizador.

En este caso, los valores de las figuras de mérito ideales para este tipo de estructura consistirán en:

- El valor de  $S_{11}$  debe ser el menor posible para el diseño.
- El porcentaje de ancho de banda fraccional debe ser el máximo posible.
- Los módulos de los modos que se propaguen a la salida deberán ser iguales  $|S_{12}^{Modo1}| = |S_{12}^{Modo2}|$ .

- La diferencia de fase entre los modos que se propaguen a la salida deben ser de  $\pm 90^\circ$ .
- Otra figura de mérito que cumple las dos anteriores será la relación axial ( $AR$ ). En este caso, la  $AR$  debe ser lo más próxima a uno en unidades naturales y lo más próxima a 0 en dB (como se explicó en la sección 2.5).

Se realizarán diferentes experimentos con el software CST Microwave Studio comparandose los resultados con [13] y con los transformador de diseños clásicos.

### 5.1.1. Diseño de la sección pajarita.

Se desea diseñar un transformador con secciones con forma de pajarita, que transforma una guía de entrada de dimensiones  $a$  y  $b$  en una guía de salida cuyas dimensiones son  $a'$  y  $b'$ . La estructura con forma de pajarita se encuentra representada en la figura 5.4<sup>1</sup>.

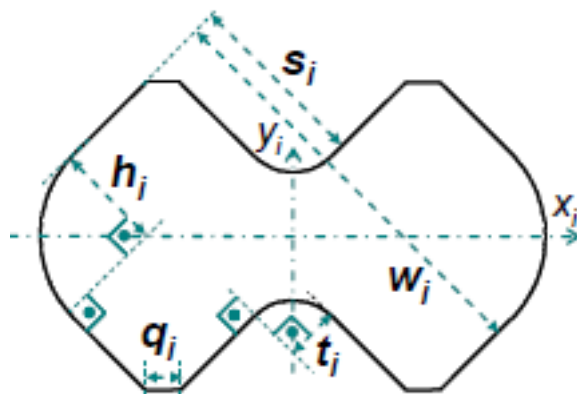


Figura 5.4: Estructura sección con forma de pajarita.

La estructura con forma de pajarita se encuentra caracterizada por sus parámetro básicos ( $w_i, s_i, t_i, h_i, q_i$  y  $d_i$ ). Para realizar el diseño de cada sección con forma de pajarita, se parte de los valores de los parámetros básicos que se representan en la tabla I de [13], siendo  $\beta$  el ángulo existente entre las guías de entrada y salida y  $N$  el número de secciones.

En el caso de múltiples secciones, cada sección con forma de pajarita tendrá un ángulo diferente de giro que se puede llegar a calcular mediante la expresión:

$$\alpha_{N-i} = \beta - \alpha_i,$$

donde  $i = 1, \dots, \lfloor \frac{N}{2} \rfloor$  y  $N$  es el número de secciones del transformador. Si  $N$  es impar entonces  $\alpha_{\frac{N-1}{2}} = \frac{\beta}{2}$ .

Esta forma de girar las pajaritas permitirá que se vea la misma configuración de la estructura si se observa desde el puerto de entrada o desde el de salida, cuando se están diseñando giradores de campo o *twists*.

<sup>1</sup>Imagen tomada de [13]

## 5.2. Polarizadores.

### 5.2.1. Introducción.

La utilización de circuitos polarizadores se debe a la necesidad de transmitir o recibir una señal polarizada circularmente a derecha o a izquierda<sup>2</sup> (RHCO o right hand circular polarization y LHCO o left hand circular polarization), tal y como se explicó en la sección 2.5. Dicho circuito consistirá en convertir una señal polarizada linealmente en una señal polarizada circularmente de forma apropiada y viceversa. Según [6] existen dos métodos principales para la creación de señales polarizadas circularmente:

- Grupo 1: en este grupo se engloban casos como los polarizadores de guía de onda ondulada ( *corrugated* ), con una capa de dieléctrico ( *dielectric-slab* ) y transformadores que pueden obtener señales del tipo RHCP y LHCP a partir de una señal con polarización lineal para el modo dominante de la guía.
- Grupo 2, polarizadores de tabique ( *septum* ): en este tipo de polarizadores se caracterizan por tener tres puertos físicos, un puerto común con una sección de corte circular o rectangular para generar la señal polarizada circularmente y dos puertos de guías de onda estándares.

A pesar de tener ambos grupos dos o tres puertos físicos se encuentran representados eléctricamente por una misma matriz de transmisión de parámetros S de cuatro puertos:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\phi} & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} \\ 0 & 0 & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & e^{j\phi} \\ e^{j\phi} & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & 0 & 0 \\ e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & e^{j\phi} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

**Transductor Ortomodo o Orthomode Transducers (OMT):** consistirá en interconectar componentes circuitales a los diferentes puertos de señal para un OMT. Este tipo de estructuras no se considerarán en este proyecto, por lo que para estudiarlos con mayor detalle se puede consultar [4] y [6].

### 5.2.2. Conceptos básicos de un polarizador.

En esta sección se desarrollarán los conceptos necesarios para implementar un polarizador convencional del grupo 1, mediante la utilización de un transformador de campo con secciones con forma de pajarita.

Una de las principales propiedades de los polarizadores del grupo 1 es su buena adaptación en los puertos eléctricos. Además, se consideran como una combinación de un divisor de potencia y dos desfases de fase independientes.

---

<sup>2</sup>Una señal con polarización RHCP o LHCP, es más robusta a cambios de polarización debido a reflexiones o cambios en la atmósfera.

Los dos modos ortogonales que se obtienen se pueden tratar como medios de transmisión independientes considerándose que la diferencia de fase de las señales provoca diferentes constantes de propagación.

$$\beta_{modo} = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right) \sqrt{\left\{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{cmodo}}\right)^2\right\}}.$$

La fase entre los modos se puede determinar como:

$$\Delta\phi = l(\beta_{modo1} - \beta_{modo2}),$$

donde  $l$  es la longitud del polarizador. El diseño inicial se puede optimizar utilizando el método de *Mode-Matching* o CST Microwave Studio.

En la sección 2.5, se han explicado los conceptos relacionados sobre polarización de ondas y el cálculo de la figura de mérito (relación axial), considerándose que los polarizadores del grupo 1 pueden obtener señales del tipo RHCP y LHCP a partir de una señal con polarización lineal para el modo dominante de la guía. Se utilizará como figura de mérito para observar las prestaciones del polarizador la relación axial. Este parámetro se calcula mediante la expresión 2.41.

Así, se obtiene un parámetro que controla el tipo de polarización de los modos que se están propagando. De esta forma, si se quiere que los modos se encuentren polarizados circularmente, se cumplirá  $|E_\theta| = |E_\phi|$  y  $\delta = \pm 90^\circ$ , de esta manera se llega a obtener que  $AR \simeq 1$  en unidades naturales (o próximo a 0 en dBs). Una polarización lineal daría un valor de  $AR$  tendiendo a infinito en unidades naturales y en dBs.

Un desarrollo más detallado de todo este proceso se encuentra en [6].

## 5.3. Casos prácticos

### 5.3.1. Transformador de pajarita o *bow-tie*.

Se han realizado diferentes simulaciones con el programa de simulación CST Microwave Studio, con el objetivo de comparar las prestaciones de estos transformadores con respecto a los clásicos presentados en el capítulo anterior.

#### **Transformador con guías rectangulares.**

Se procede a diseñar un transformador entre guías rectangulares con secciones intermedias con forma de pajarita, mediante la variación de las dimensiones de las secciones intermedias, para que la banda de funcionamiento del transformador sea de 11.7 GHz a 18.1 GHz y su frecuencia de trabajo de 14.9 GHz, con una adaptación por debajo de 25 dB. La guía de entrada será de 16x4 milímetros y la guía de salida de 13x3 milímetros.

Para asegurar que en la guía de entrada y salida sólo se propague un modo será necesario calcular las frecuencias de corte para varios modos, tal y como se muestra en la tabla 5.1.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$	$TE_{11}$	$TE_{21}$
Frecuencia corte de la guía inicial (GHz)	9.38	18.75	37.5	38.65	41.93
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	11.54	23.07	50	51.31	55.07

Tabla 5.1: Frecuencias de corte transformador pajarita.

Para realizar una comparación, se ha evitado girar cada sección con forma de pajarita manteniéndose la simetría YZ y XZ; y el valor del ángulo de rotación de la guía de entrada y salida será de  $\beta = 0^\circ$ . Los parámetros iniciales de las secciones con forma de pajarita se corresponden con los valores para un ángulo  $\beta = 45^\circ$ .

- **Transformador pajarita de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 5.2, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 5.5.

Parámetro	$N$	$\beta (^\circ)$	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1 (^\circ)$
Valor	1	0	1.339	0.5760	0.195	0.477	0.005	0.205	0

Tabla 5.2: Dimensiones del polarizador pajarita de 1 sección.

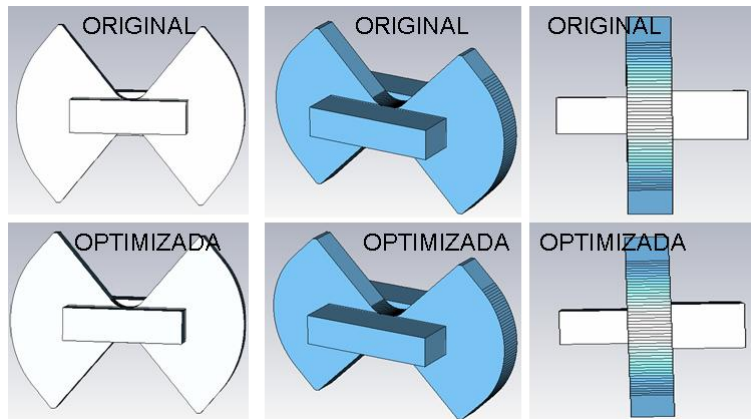


Figura 5.5: Estructura transformador pajarita de 1 sección optimizada.

Al no cumplirse las especificaciones iniciales será necesario optimizar las dimensiones del diseño inicial. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves, este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtienen las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 5.3.

Parámetro	$N$	$\beta (^\circ)$	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1 (^\circ)$
Valor	1	0	1.4470	0.7105	0.1569	0.5273	0.0259	0.1556	0

Tabla 5.3: Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 1 sección.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 5.6.

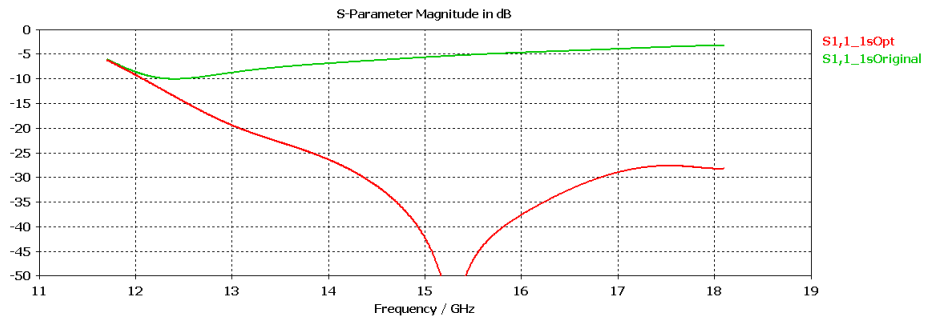


Figura 5.6: Parámetros  $S_{11}$  del polarizador pajarita de 1 sección.

Se ha realizado una comparativa de este transformador con respecto al presentado en la sección 4.7.1 con guías rectangulares representando el parámetro  $S_{11}$  en la figura 5.7.

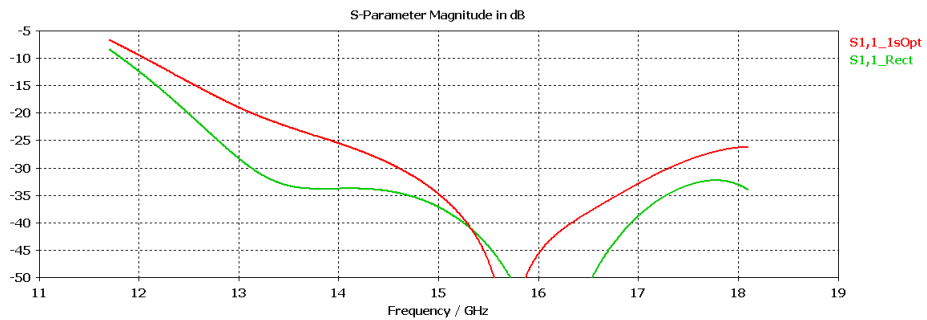


Figura 5.7: Comparativa parámetros  $S_{11}$ .

Esta comparación con la guía rectangular, también se realizará para otro número de secciones y se presentará más adelante.

- Transformador rectangular de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 5.4, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 5.8.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.4470	0.7105	0.1569	0.5273	0.0259	0.1556	0
Valor	2	0	1.4470	0.7105	0.1569	0.5273	0.0259	0.1556	0

Tabla 5.4: Dimensiones del transformador pajarita de 2 secciones.

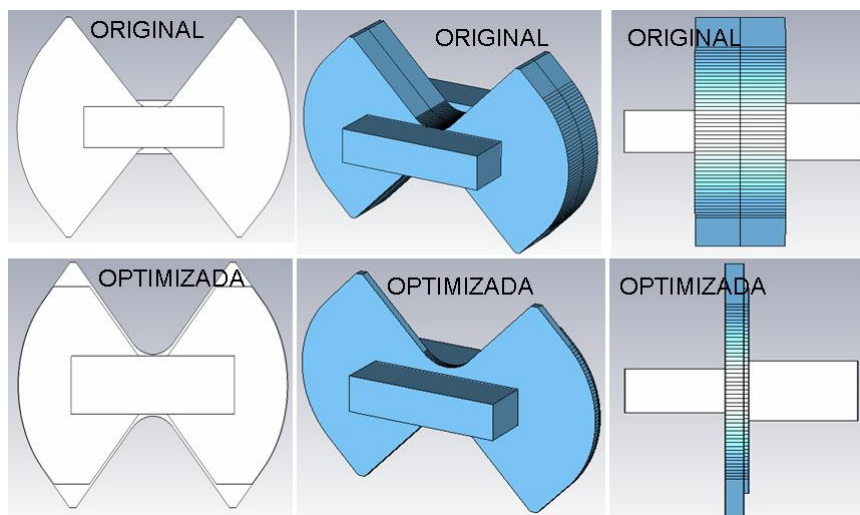


Figura 5.8: Estructura transformador pajarita de 2 secciones optimizada.

Al no cumplirse las especificaciones iniciales será necesario optimizar las dimensiones del diseño inicial. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves, este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtienen las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 5.5.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{g_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.4753	0.711	0.0158	0.5102	0.2215	0.0146	0
Valor	2	0	1.4819	0.6998	0.1843	0.5117	0.0374	0.0431	0

Tabla 5.5: Dimensiones optimizadas del transformador pajarita de 2 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización, tal y como se muestra en la figura 5.9.

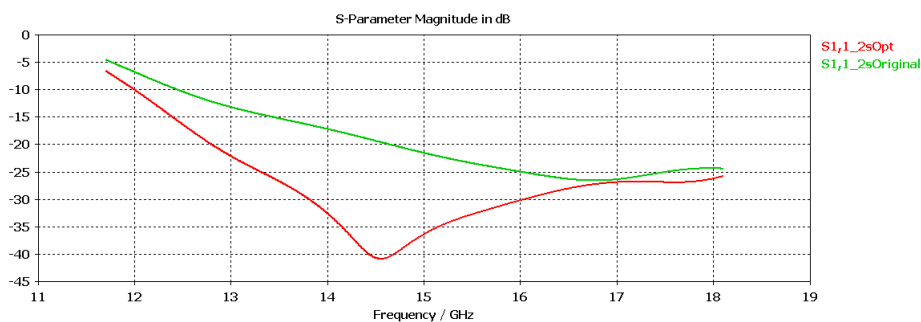
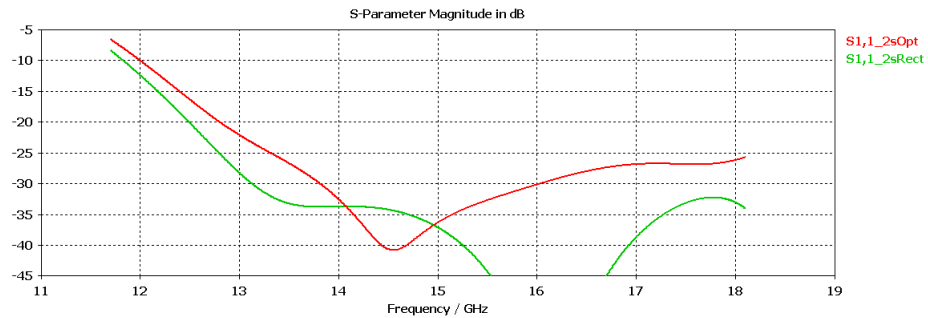


Figura 5.9: Parámetros  $S_{11}$  del transformador pajarita de 2 secciones.

Se ha realizado una comparativa de este transformador con respecto al presentado en la sección 4.7.1 representando el parámetro  $S_{11}$  en la figura 5.10.

Figura 5.10: Comparativa parámetros  $S_{11}$ .

- **Transformador rectangular de 3 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del transformador que se encuentran en la tabla 5.6, se obtendrá la representación de la estructura del transformador en la figura 5.11.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{g_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.469	0.7271	0.1594	0.5407	0.0289	0.0513	0
Valor	2	0	1.4498	0.7111	0.1566	0.5207	0.099	0.0656	0
Valor	3	0	1.4470	0.7105	0.1569	0.5273	0.0259	0.1556	0

Tabla 5.6: Dimensiones del transformador pajarita de 3 secciones.

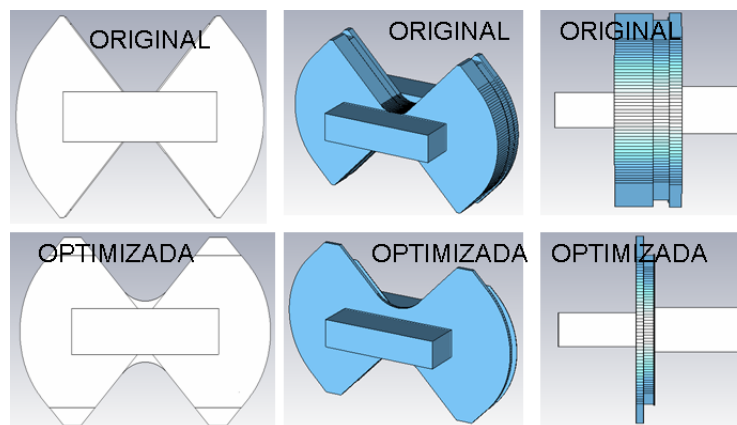


Figura 5.11: Estructura transformador pajarita de 3 sección.

Al no cumplirse las especificaciones iniciales será necesario optimizar las dimensiones del diseño inicial. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves, este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma se obtienen las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 5.7.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{g_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.5261	0.711	0.0155	0.52	0.3172	0.0029	0
Valor	2	0	1.3882	0.6998	0.1764	0.4882	0.1429	0.0311	0
Valor	3	0	1.5271	0.7115	0.2272	0.5664	0.1148	0.0247	0

Tabla 5.7: Dimensiones optimizadas del transformador pajarita de 3 secciones.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del transformador antes y después de la optimización,



tal y como se muestra en la figura 5.12.

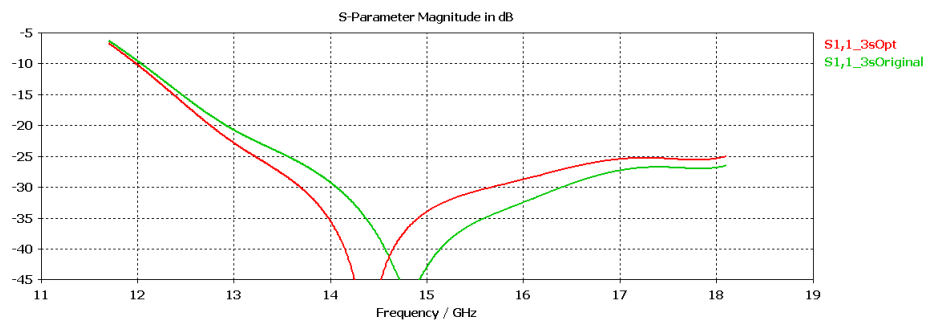


Figura 5.12: Parámetros  $S_{11}$  del transformador pajarita de 3 secciones.

Se ha realizado una comparativa de este transformador con respecto al presentado en la sección 4.7.1 representando el parámetro  $S_{11}$  en la figura 5.13.

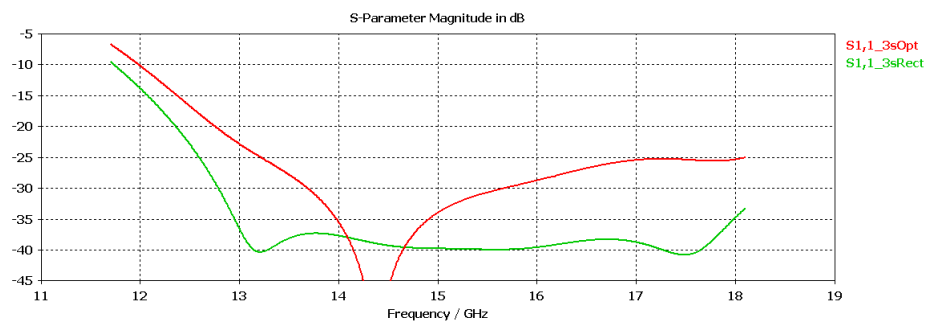


Figura 5.13: Comparativa parámetros  $S_{11}$ .

Se ha realizado una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  de cada caso, para comprobar que al aumentar el número de secciones y optimizar cada sección dicho parámetro mejora, tal y como se muestra en las figuras 5.14 y 5.15.

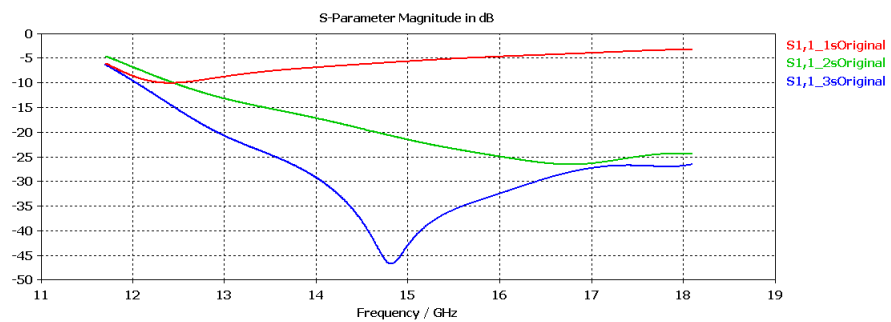


Figura 5.14: Comparativa parámetro  $S_{11}$  sin optimizar.

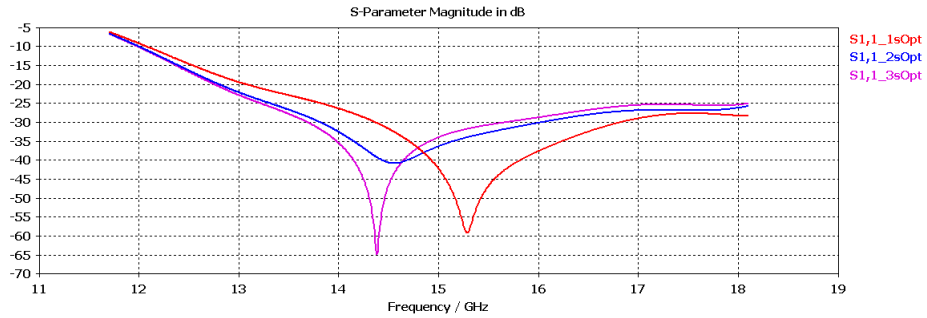


Figura 5.15: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida están limitando el ancho de banda útil de la guía, por lo que el transformador rectangular diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello se calcula el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 5.8, utilizando la ecuación 2.1.

Tipo transformador	Pajarita	Rectangular
Número de Secciones	AdBf (%) / Tamaño (mm)	AdBf (%) / Tamaño (mm)
3	76.32/0.9395	85.96/12.2235
2	74.83/0.9233	82.87/9.2513
1	66.93/2.4896	80.31/5.0306

Tabla 5.8: Ancho de banda fraccional de un transformador pajarita.

Se puede observar en la tabla anterior que los transformadores entre guías rectangulares diseñados con secciones intermedias con forma de pajarita presentaron un tamaño sustancialmente menor longitudinalmente; en cambio, este tipo de secciones presentaban mayor tamaño en un plano transversal con respecto al caso de secciones rectangulares. Además, se comprobó que la utilización de transformadores entre guías rectangulares con secciones intermedias con forma de pajarita para un número superior a dos secciones no resultaría práctico, debido a que no presentaron mucha ventaja con respecto a los transformadores con secciones rectangulares.

### 5.3.2. Girador de campo.

Si se sigue el desarrollo publicado en [13] y se simula en el CST Microwave Studio, se pueden representar las pérdidas de retorno para una guía de entrada de  $19.05 \times 9.525$  mm y una guía de salida de  $19.05 \times 9.525$  mm, encontrándose la guía de salida girada por un ángulo  $\beta = 90^\circ$  con respecto a la guía de entrada. Se encuentra representada la geometría del diseño para 2 secciones la representada en la figura 5.16.

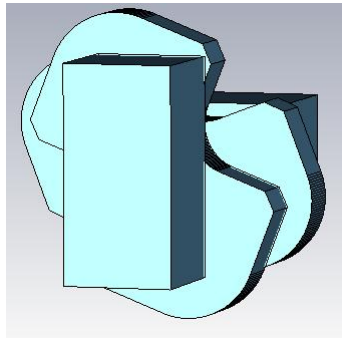


Figura 5.16: Geometría transformador pajarita de 2 secciones giradas.

Se puede observar cómo el modo fundamental de la guía de entrada se encuentra girado por un ángulo  $\beta = 90^\circ$  con respecto a la guía de entrada, tal y como se representa en la figura 5.17.

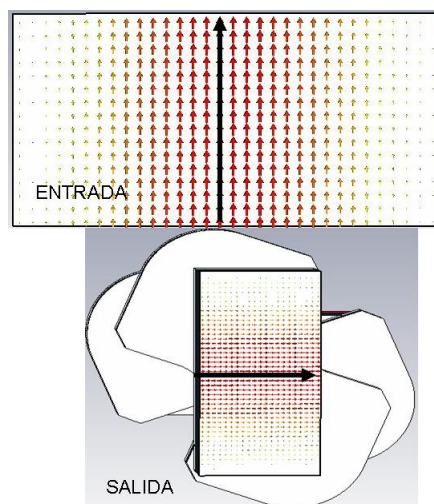


Figura 5.17: Giro del modo.

Se realizó una representación del valor del parámetro  $S_{11}$  para el caso de 1 y 2 secciones, tal y como se muestra en la figura 5.18.

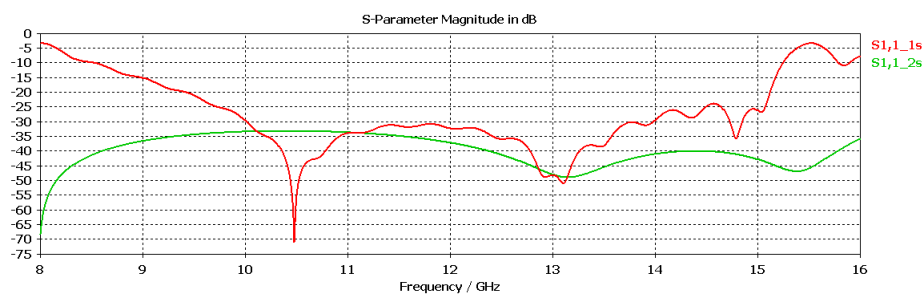


Figura 5.18: Comparativa transformador pajarita 1 y 2 secciones.

Si se comprueban y se consideran las diferencias de precisión en la optimización del diseño, los resultados simulados se corresponden con los publicados en [13]. No se ha continuado con más casos de giradores de campo porque los diseños más relevantes se encuentran en [13]. En este proyecto se ha incluido el girador de campo como ejemplo de transformador y para hacer de enlace entre los transformadores del punto anterior y los polarizadores del siguiente.

### 5.3.3. Polarizador.

Se procede a diseñar un polarizador utilizando secciones con forma de pajarita, mediante la variación de las dimensiones de las secciones intermedias, para que la banda de funcionamiento del transformador sea de 10.5 GHz a 13.5 GHz y su frecuencia de trabajo de 12 GHz, con una adaptación por debajo de 25 dB. La guía de entrada será de 19.05x9.525 milímetros y la guía de salida circular con un diámetro de 17.6718 milímetros.

Al tratarse de un polarizador la guía de entrada será monomodo, diseñada para que se propague el modo fundamental, mientras que en la guía de salida se propagarán dos modos que idealmente se encontrarán desfasados  $90^\circ$  y con igual módulo. Para asegurar que la guías de entrada y salida se cumplen los requisitos deseados será necesario calcular las frecuencias de corte para varios modos, tal y como se muestra en la tabla 5.9.

Modo	$TE_{10}$	$TE_{20}$	$TE_{01}$	$TE_{11}$	$TE_{21}$
Frecuencia corte de la guía inicial (GHz)	7.87	15.75	15.75	17.06	22.27
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	–	–	20.69	9.94	16.49
Modo	$TM_{10}$	$TM_{20}$	$TM_{01}$	$TM_{11}$	$TM_{21}$
Frecuencia corte de la guía final (GHz)	–	–	20.69	9.94	16.49

Tabla 5.9: Frecuencias de corte transformador pajarita.

- Polarizador pajarita de 1 sección:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del polarizador que se encuentran en la tabla 5.10 y se realiza una simulación, se puede observar que no se cumplen las especificaciones deseadas, por lo que se realizará una optimización del diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves, este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma, se obtienen las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 5.11. En la figura 5.19, se ha representado la estructura del polarizador antes y después de la optimización.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^\circ$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^\circ$ )
Valor	1	0	1.339	0.5760	0.195	0.477	0.005	0.205	22.5

Tabla 5.10: Dimensiones iniciales del polarizador pajarita de 1 sección.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^\circ$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^\circ$ )
Valor	1	0	1.7425	0.7126	0.1882	0.0149	0.1912	0.3777	58.33

Tabla 5.11: Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 1 sección.

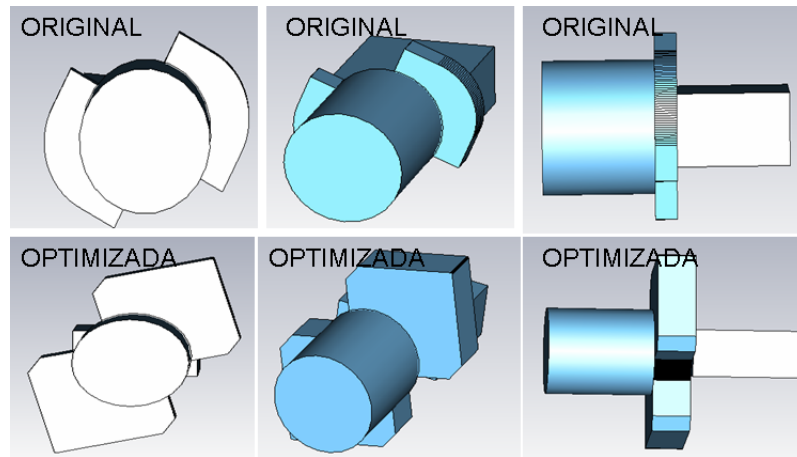


Figura 5.19: Estructura optimizada del polarizador pajarita de 1 sección.

En el proceso de optimización se debe considerar que el transformador se encuentre adaptado por debajo de 25 dB y cumpla que  $AR \leq 1$ .

Se observa como el modo fundamental de la guía de entrada generó dos modos en la guía de salidas (desfasados  $90^\circ$ ) y se encuentra girado por un ángulo de  $90^\circ$  con respecto a la guía de entrada, tal y como se representa en la figura 5.20.

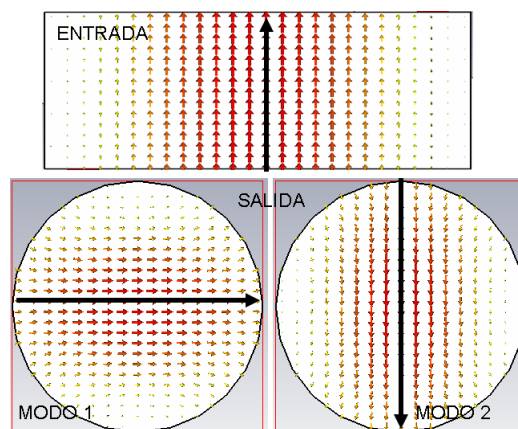


Figura 5.20: Giro de los modos.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del polarizador optimizado y la relación axial, tal y como se muestra en la figura 5.21.

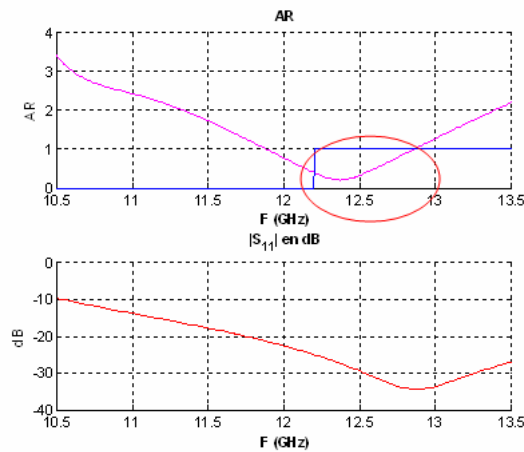


Figura 5.21: Parámetros  $S_{11}$  y relación axial del polarizador pajarita de 1 sección.

Se representan los parámetros  $S$  del polarizador optimizado en la banda útil de funcionamiento, con el objetivo de comprobar que la diferencia de fase de los modos que se están propagando en la guía de salida se encuentre próxima a la ideal ( $90^\circ$ ) y los módulos de los modos sean muy similares al caso ideal (iguales), tal y como se muestra en la figura 5.22.

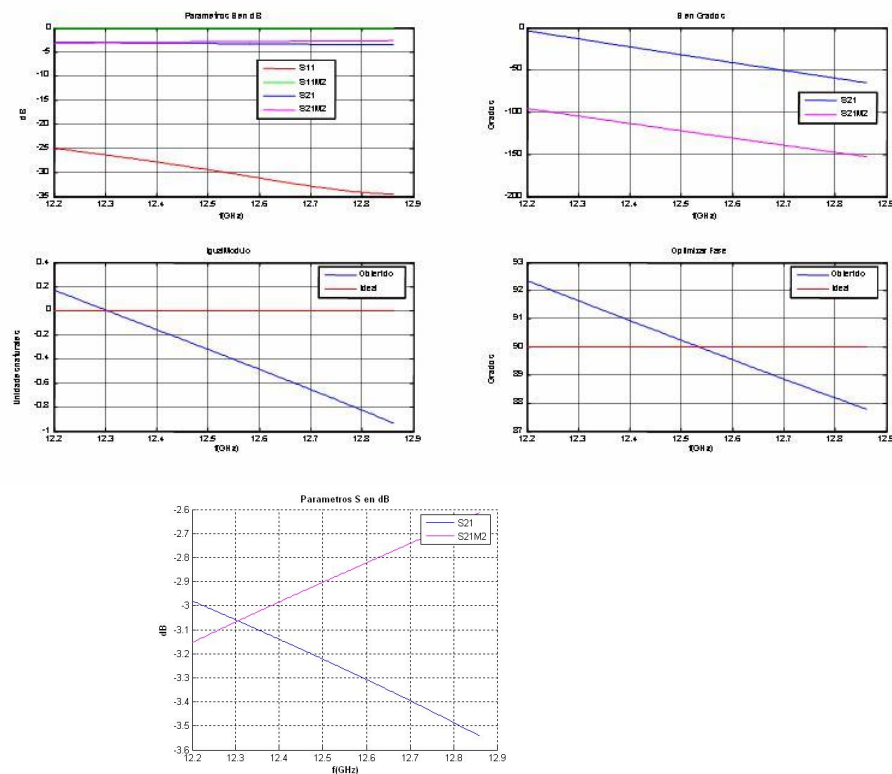


Figura 5.22: Parámetros  $S$  del polarizador.

De esta manera, se observó que los parámetros  $S$  del polarizador optimizado en la banda útil de funcionamiento se aproximan a los ideales.

- **Polarizador pajarita de 2 secciones:** si se utilizan las dimensiones de cada sección del polarizador que se encuentran en la tabla 5.12 y se realiza una simulación, se puede

observar que no se cumplen las especificaciones deseadas, por lo que se realizará una optimización del diseño. Para ello, se utilizará una macro y el algoritmo de optimización HookJeeves, este método se encuentra desarrollado en [11] y [12]. De esta forma, se obtienen las nuevas dimensiones, representadas en la tabla 5.13. En la figura 5.23, se ha representado la estructura del polarizador antes y después de la optimización.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.339	0.5760	0.195	0.477	0.005	0.205	22.5
Valor	2	0	1.339	0.5760	0.195	0.477	0.005	0.205	-22.5

Tabla 5.12: Dimensiones iniciales del polarizador pajarita de 2 secciones.

Parámetro	$N$	$\beta$ ( $^{\circ}$ )	$\frac{w_1}{a}$	$\frac{s_1}{a}$	$\frac{t_1}{a}$	$\frac{h_1}{a}$	$\frac{q_1}{a}$	$\frac{d_1}{a}$	$\alpha_1$ ( $^{\circ}$ )
Valor	1	0	1.3915	0.5235	0.0117	0.42	0.1039	0.3843	22.25
Valor	2	0	1.3652	0.5169	0.2541	0.6762	0.2156	0.2625	22.5

Tabla 5.13: Dimensiones optimizadas del polarizador pajarita de 2 secciones.

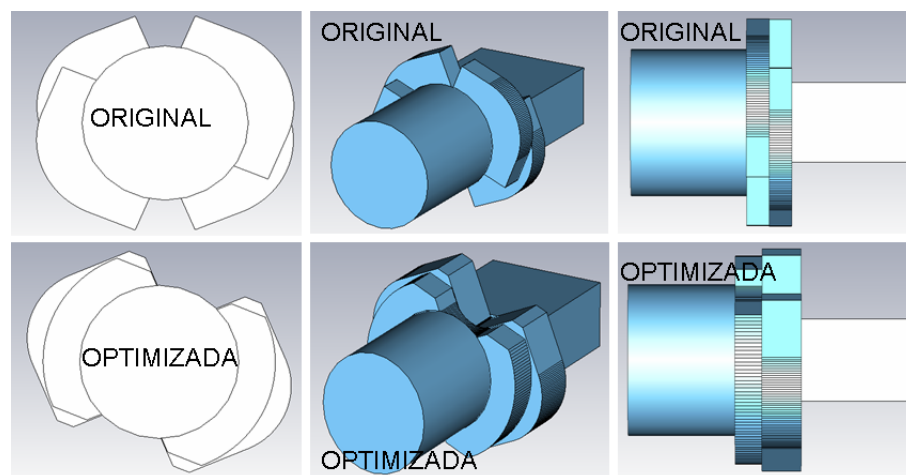


Figura 5.23: Estructura optimizada del polarizador pajarita de 2 secciones.

En el proceso de optimización se debe considerar que el transformador se encuentre adaptado por debajo de 25 dB y cumpla que  $AR \leq 1$ .

Se observa como el modo fundamental de la guía de entrada generó dos modos en la guía de salidas (desfasados  $90^{\circ}$ ) y se encuentra girado por un ángulo de  $90^{\circ}$  con respecto a la guía de entrada, tal y como se representa en la figura 5.24.

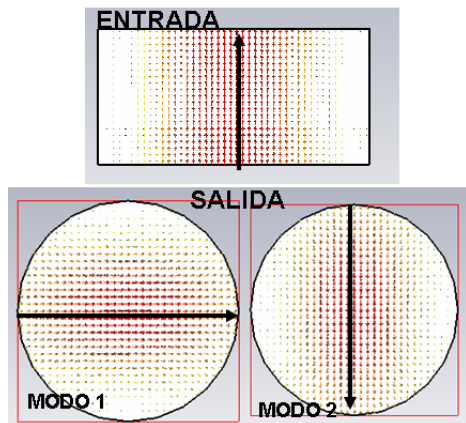


Figura 5.24: Giro de los modos.

Se ha representado el parámetro  $S_{11}$  del polarizador optimizado y la relación axial, tal y como se muestra en la figura 5.25.

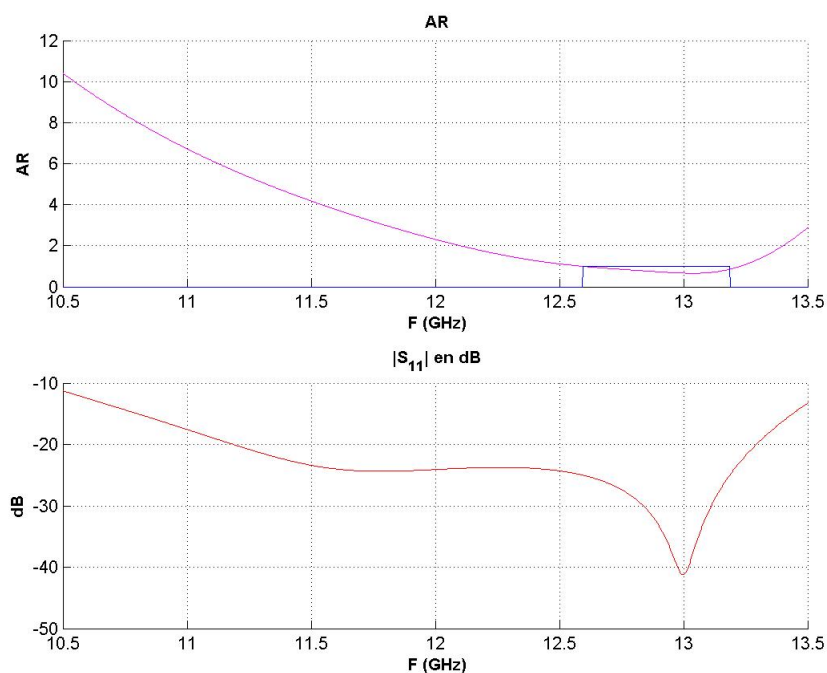


Figura 5.25: Parámetros  $S_{11}$  y relación axial del polarizador pajarita de 2 secciones.

Se representan los parámetro  $S$  del polarizador optimizado en la banda útil de funcionamiento, con el objetivo de comprobar que la diferencia de fase de los modos que se están propagando en la guía de salida se encuentre próxima a la ideal ( $90^\circ$ ) y los módulos de los modos sean muy similares al caso ideal (iguales), tal y como se muestra en la figura 5.26.



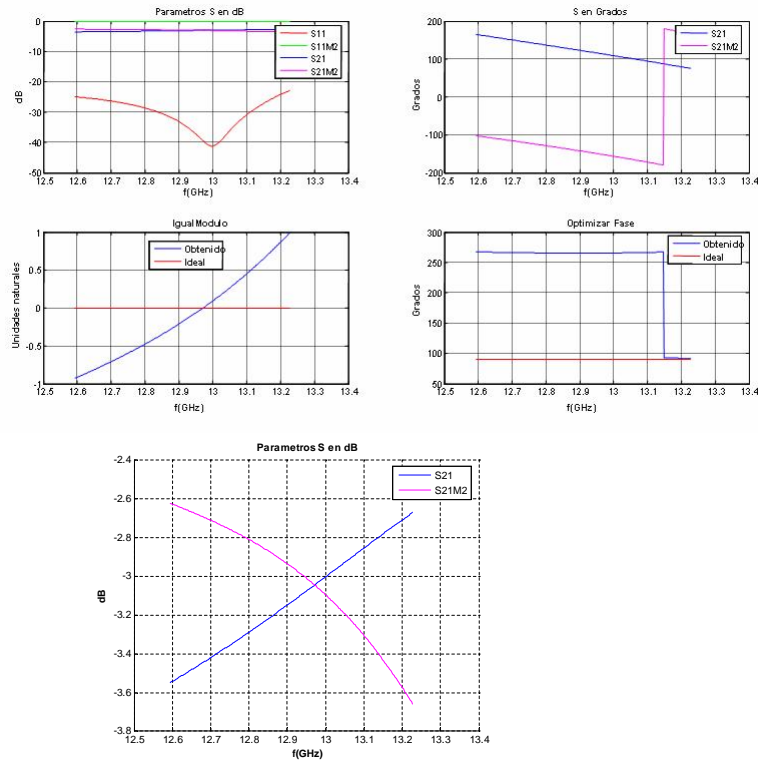


Figura 5.26: Parámetros  $S$  del polarizador.

De esta manera, se observó que los parámetros  $S$  del polarizador optimizado en la banda útil de funcionamiento se aproximan a los ideales.

La función de coste que se ha utilizado para optimizar el polarizador consta de tres figuras de mérito ( $AR$  en unidades naturales,  $S_{11}$  en dB y  $BandaUtil$  es un tanto por uno). Estos parámetros se encuentran ponderados mediante un coeficiente de relevancia o peso, pudiéndose expresar la función de coste como:

$$\begin{aligned}
 F_{coste}^{Polarizador} = & \text{PesoBandaUtil}(1 - \text{BandaUtil}) + \\
 & + \text{Peso}S_{11} \sum_{i=1}^{N_{puntos}} (|S_{11}(i)| + \text{Objetivo})^2 + \\
 & + \text{Peso}AR \sum_{i=1}^{N_{puntos}} (AR(i) - M\text{Diseño})^2,
 \end{aligned}$$

en donde  $Objetivo$  será el valor de adaptación que se desea obtener,  $M\text{Diseño}$  será el error relativo deseable al calcular la relación axial y  $BandaUtil$  consistirá en el tanto por uno del rango de frecuencias del diseño donde se cumplen los requisitos del diseño.

La función de coste será ligeramente diferente a los casos anteriores, ya que fue necesario incluir como figura de mérito la relación axial y el porcentaje de banda útil que cumpla los requisitos del diseño, mientras que la expresión utilizada en los casos anteriores fue:

$$F_{coste} = \sum_{i=1}^{N_{puntos}} (|S_{11}(i)| + Objetivo)^2.$$

Se realiza una comparativa entre los parámetros  $S_{11}$  y la AR de cada caso para poder comparar la influencia de una nueva sección, tal y como se muestra en la figura 5.27.

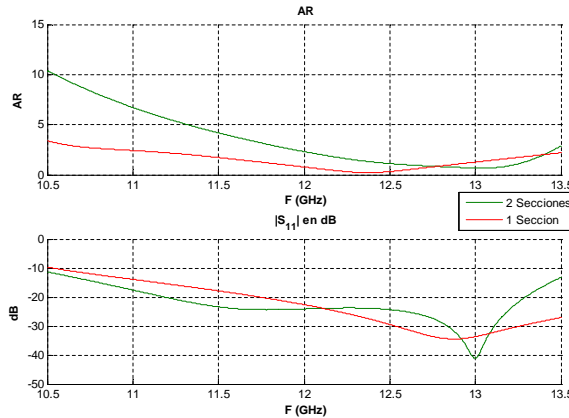


Figura 5.27: Comparativa parámetro  $S_{11}$  optimizados.

Se debe considerar que las frecuencias de corte de las guías de entrada y salida impiden una optimización mejor, por lo que el transformador diseñado no podrá operar en toda la banda. Para ello se calculó el ancho de banda fraccional, tal y como se muestra en la tabla 5.14, utilizando la ecuación 2.1.

Tipo transformador	Pajarita
Número de Secciones	AdBf (%) / Tamaño (mm)
2	20/12.32
1	22/7.19

Tabla 5.14: Ancho de banda fraccional de un polarizador pajarita.

## 5.4. Conclusiones.

Una de las motivaciones de utilizar secciones con forma de pajarita se debió a que este tipo de geometría permite crear estructuras *twist* y polarizadores con mejores prestaciones que las existentes en el mercado, tal y como se desarrolla en [13].

Como se ha podido comprobar la utilización de secciones intermedias con geometría en forma de pajarita o *bow-tie* permiten reducir casi a la mitad el tamaño del diseño de un transformador, sin embargo, el ancho de banda fraccional se ve ligeramente reducido. Esta disminución del ancho de banda se puede compensar aumentando el número de secciones del transformador, siendo la reducción del ancho de banda de alrededor de un 10 %.

La transformación de un campo electromagnético a otro, ya sea mediante una rotación o un polarizador, no se considera un proceso trivial y se requiere un análisis previo para evitar la aparición de modos indeseados que podrían llegar a estropear las prestaciones de los diseños.

En sistemas de comunicación que utilicen polarizadores será esencial que el transmisor y el receptor utilicen el mismo tipo de polarización; en caso de que no se llegara a cumplir esto, la comunicación podría llegar a ser nula.

Como no se han desarrollado modelos analíticos en el caso del polarizador con secciones con forma de pajarita, al incorporarse una sección extra no se han mejorado las prestaciones (aumento del ancho de banda fraccional) debido a la estrategia utilizada para el diseño y optimización de este tipo de transformador. Se ha de destacar que el estudio de polarizadores con este tipo de secciones intermedias se han comenzado ahora, por lo que los resultados serán susceptibles de ser mejorados en trabajos futuros. Aún así, los resultados que se han conseguido en este proyecto han sido prometedores por su alta compacidad longitudinal. El ancho de banda sería el parámetro fundamental a mejorar.



# 6

## Conclusiones y trabajo futuro

### 6.1. Conclusiones.

En la estructura de cada capítulo se ha dedicado una sección a las conclusiones que se han ido obteniendo, por lo que en este apartado se expondrán conclusiones generales.

Para el desarrollo de este proyecto se ha requerido la comprensión de conceptos relacionados con:

- Propagación de ondas electromagnéticas y su comportamiento frente a una discontinuidad.
- Caracterización y estudio de ondas electromagnéticas y cuadripolos mediante el uso de parámetros S.
- Diseño de adaptación de impedancias en guías de onda y su optimización.
- Entrenamiento de las herramientas de optimización con estructuras clásicas para su utilización posterior en geometrías complejas (pajarita o *bow-tie*).

Durante el proyecto se ha realizado un proceso de asimilación de estos conceptos para ser utilizados en estructuras clásicas, así como para proponer nuevas geometrías que puedan aportar ventajas en el diseño de circuitos en guía de onda. En concreto, para el diseño, de una estructura con tecnología de guía de onda que cumpla unos requisitos previos, será necesario alcanzar un compromiso entre:

- Tamaño de la estructura, determinante si la estructura se incorpora en un satélite.
- Ancho de banda fraccional.
- Adaptación.

- Tiempo consumido en el diseño; en ocasiones se presentan diseños que no se pueden optimizar para que cumplan los requisitos del problema.

Con la realización de este proyecto se han adquirido habilidades en la utilización de software específico como Matlab y CST Microwave Studio. Además, se han interconectado dichas plataformas mediante la utilización de diferentes macros para la ejecución de cada una de las simulaciones presentadas en este documento.

También se ha realizado una comparativa entre CST Microwave Studio y Advanced Desing System (ADS) para la caracterización de campos electromagnéticos en guías de onda:

- Con CST Microwave Studio se calculan los campos electromagnéticos en la estructura.
- Con ADS se realizan los cálculos con impedancias mediante modelos equivalentes.
- Utilizar un modelo equivalente de impedancias de una discontinuidad en guía de onda resultaría una tarea compleja.

Además, se han podido comprobar las diferencias entre CST Microwave Studio y herramientas basadas en Mode-Matching, desarrolladas en el Grupo de Sistemas de RadioFrecuencia y Comunicaciones Ópticas (GSRCO) de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid:

- Para estructuras con guías de onda canónicas, con Mode-Matching se obtienen resultados casi idénticos a los proporcionados por CST Microwave Studio pero consumiendo menor tiempo de simulación.
- Con CST Microwave Studio se permite el estudio de estructuras con guías de onda no canónicas.

Por último, el método de diseño y uso de simuladores y herramientas de optimización de este proyecto ha permitido estudiar estructuras más novedosas con resultados prometedores, como son los polarizadores y transformadores con secciones con forma de pajarita o *bow-tie*. Además, los métodos de diseño y uso de simuladores y herramientas de optimización se puede extender a otros dispositivos de microondas como filtros o acopladores.

## 6.2. Trabajo futuro.

Para continuar el trabajo realizado en este proyecto sería interesante realizar un prototipo de transformadores, giradores de campo y polarizadores con secciones intermedias con forma de pajarita, para su posterior medida. Así permitiría la comparación de los resultados teóricos presentados en este proyecto. El proceso de medida de los modos que se propagan en una guía de onda no resultaría una tarea sencilla, por lo que sería necesario desarrollar una metodología para medir las señales, sobretodo, en el caso de señales polarizadas circularmente.

Durante el desarrollo del prototipo sería necesario verificar los procesos actuales de fabricación de los diseños presentados y si fuese necesario utilizar nuevas técnicas de construcción.

Resultaría interesante comprobar el comportamiento de las herramientas de optimización, que se han utilizado en este proyecto en nuevas geometrías complejas, e incorporar mejoras en el método de optimización de los diseños presentados en este proyecto, que podrían resultar útiles en las nuevas geometrías.





# Bibliografía

- [1] David K. Cheng. *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*. Addison Wesley, 1997.
- [2] Autor: J.E. Page de la Vega. Propagación de ondas guiadas. *Universidad Politecnica de Madrid*, page 104, Enero,1983.
- [3] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons,Inc, 2005.
- [4] Ignacio Izquierdo Martínez. Design of wideband orthomode transducers based on the turnstile junction for satellite communications. *Proyecto fin de carrera, Univesidad Autonoma de Madrid*, Noviembre, 2008.
- [5] José Ramón Montejo Garai. Juan Zapata Ferrer. Microondas. *Universidad Politecnica de Madrid*, 1, 2000.
- [6] Uwe Rosenberg J.Uher, J.Bornemann. *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Artech House, INC, 1993.
- [7] Jose Luis Masa Campos. Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Antenas y circuitos de alta frecuencia., 2009. Asignatura de master impartida en la Escuela Politecnica Superior de la Universidad Autonoma de Madrid.
- [8] Y.K.Cheung O.C. Zienkiewicz. *The finite element method in structural and continuum Mechanics*. McGraw-Hill, 1967.
- [9] Edward J. Finn Marcelo Alonso. *Fisica*. Pearson educación, 2000.
- [10] Marjan Mokhtaari Jens Bornemann. Initial design and optimization of broad-band and dual-band square-to-circular waveguide transitions. *Microwave Conference Proceedings, 2005-*, 2005.
- [11] Hanif D. Sherali y C.M. Shetty Mokhtaari S Bazaraa. *Nonlinear programming. Theory and Algorithms*. John Wiley & Sons, 2006.
- [12] Roger Flecher. *Practical methods of optimization*. John Wiley & Sons, 2006.
- [13] Jesús M. Rebollar y Jorge A. Ruiz Cruz José R. Montejo Garai. Multi-section bow-tie steps for full-band waveguide polarization rotation. 2010.
- [14] N.R. Erickson. Very low loss wideband isolators for mm-wavelengths. *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2:1175–1178, 2001.

- [15] H Yabe and Y. Mushiake. An analysis of a hybrid-mode in a twisted rectangular waveguide. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on.*, 32:65–71, 1984.
- [16] H.F. Lenzing and M.J. Gans. Machined waveguide twist. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 38:942–944, 1990.
- [17] H.A. Wheeler and H. Schwiebert. Step-twist waveguide components. *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on.*, 3:44–52, 1955.
- [18] J. Bornemann. Design of integrated waveguide twist components. *Microwave, Antennas and Propagation, IEE Proceedings*, 142:345–349, 1995.



## Dimensiones estandar de guías de onda

### A.1. Guía rectangular.

Las dimensiones de una guía rectangular dependerán de la frecuencia de utilización, encontrándose las dimensiones estándares en la siguiente tabla de valores, según el convenio americano (EIA).

Banda de frecuencia	Guia estandar	Limite de frecuencias (GHz)	Dimensiones interiores (mm)
R-Band	WR-430	1.70 - 2.60	109.22 x 54.61
D-Band	WR-340	2.20 - 3.30	86.36 x 43.18
S-Band	WR-284	2.60 - 3.95	72.136 x 34.036
E-Band	WR-229	3.30 - 4.90	58.166 x 29.21
G-Band	WR-187	3.95 - 5.85	47.5488 x 22.1488
F-Band	WR-159	4.90 - 7.05	40.386 x 20.193
C-Band	WR-137	5.85 - 8.20	34.8488 x 15.7988
H-Band	WR-112	7.05 - 10.00	28.4988 x 12.6238
X-Band	WR-90	8.2 - 12.4	22.86 x 10.16
Ku-Band	WR-62	12.4 - 18.0	15.7988 x 7.8994
K-Band	WR-51	15.0 - 22.0	12.954 x 6.477
K-Band	WR-42	18.0 - 26.5	10.668 x 4.318
Ka-Band	WR-28	26.5 - 40.0	7.112 x 3.556
Q-Band	WR-22	33 - 50	5.6896 x 2.8448
U-Band	WR-19	40 - 60	4.7752 x 2.3876
V-Band	WR-15	50 - 75	3.7592 x 1.8796
E-Band	WR-12	60 - 90	3.0988 x 1.5494
W-Band	WR-10	75 - 110	2.54 x 1.27
F-Band	WR-8	90 - 140	2.032 x 1.016
D-Band	WR-6	110 - 170	1.651 x 0.8255
G-Band	WR-5	140 - 220	1.2954 x 0.6477

Tabla A.1: Dimensiones estandar de una guía rectangular.

## A.2. Guía circular.

Despues de varios intentos, no se ha alcanzado un estandar internacional. Se pueden encontrar la estandarización para las dimensiones de una guía circular propuesta por el Millitech en la siguiente tabla de valores.

Banda de frecuencia	Guia estandar	Limite de frecuencias (GHz)	Dimension diámetro interior (mm)
X-Band	Large	17.5-20.5	11.56
	Medium	20.0-24.5	10.06
	Small	24.0-26.5	8.33
Ka-Band	Large	26.5-33.0	8.00
	Medium	33.0-38.5	6.35
	Small	38.5-40.0	5.56
Q-Band	Large	33.0-38.5	6.35
	Medium	38.5-43.0	5.56
	Small	43.0-50.0	4.78
U-Band	Large	40.0-43.0	5.33
	Medium	43.0-50.0	4.78
	Small	50.0-60.0	4.19
V-Band	Large	50.0-58.0	4.19
	Medium	58.0-68.0	3.58
	Small	68.0-75.0	3.18
E-Band	Large	60.0-66.0	3.45
	Medium	66.0-82.0	3.18
	Small	82.0-90.0	2.39
W-Band	Large	75.0-88.0	2.84
	Small	88.0-110.0	2.39

Tabla A.2: Dimensiones estandar de una guía circular.

# B

## Conexión Matlab con CST Microwave Studio.

### B.1. Introducción.

Para interconectar Matlab y CST Microwave Studio se utilizan dos métodos. De esta forma si se usan ambas aplicaciones conjuntamente, se permite explotar toda la potencia de calculo de Matlab, pudiendose entre otras cosas, utilizar algoritmos propios de optimización y una mejor representación de los resultados.

### B.2. Relación Cliente Servidor.

En este caso, una de las dos aplicaciones funcionará como cliente y la otra como servidor, mediante la implementación de interfaces *Component Object Model* (COM). Este método será el más complejo debido a la necesidad de tener que diseñar una interfaz cliente y servidor, por lo que para el desarrollo de este proyecto no se utilizará este método.

### B.3. Invocación CST desde Matlab.

A través de la línea de comandos de Matlab se puede iniciar la aplicacion CST Microwave Studio, incluso se puede llegar a simular un proyecto siguiendo uno de estos dos métodos:

#### B.3.1. Inicialización desde la linea de comandos de Matlab.

Se utilizará un archivo en visual basic para aplicaciones (VBA) que incluirá los comandos necesarios para simular un proyecto en CST Microwave Studio, para ello será necesario ejecutar la siguiente instrucción en la linea de comandos de Matlab:

```
! "C:\ProgramFiles\CSTSTUDIO SUITE 2006\CST DESIGN ENVIRONMENT.exe" -m C:\Work\Start_CST.bas
```

El archivo con extensión .bas contendrá las instrucciones necesarias para simular un proyecto en CST Microwave Studio.

Debido a la sencillez de este método será el que se utilizará para la realización de este proyecto. Un diagrama de flujo de información para interconectar ambas plataformas, que se usará en este proyecto, se encuentra representado en la figura B.1.

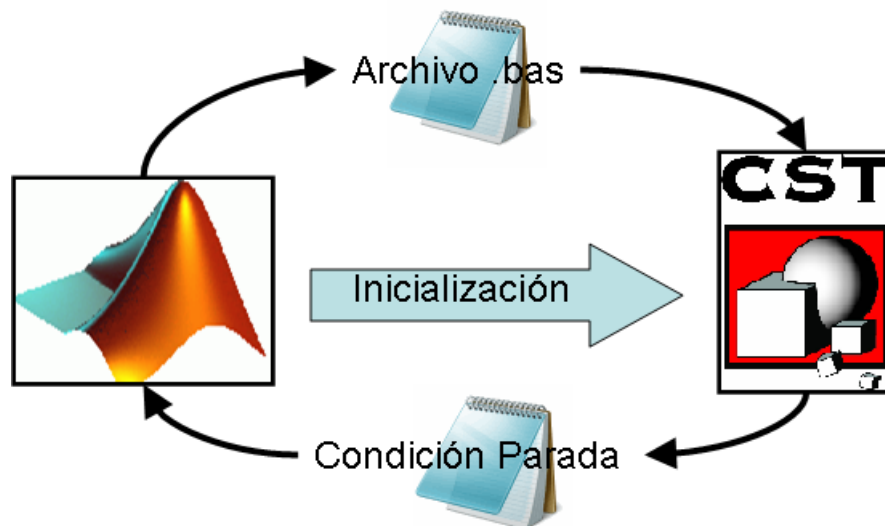


Figura B.1: Diagrama de flujo de información de Matlab y CST MWS.

Para la lectura de resultados se pueden consultar algunos ejemplos, tanto en Matlab como en VBA, que se encuentran incluidos en la ayuda de CST Microwave Studio.

### B.3.2. Ejecución de un archivo de Matlab.

Desde un archivo .m que contendrá los comandos necesarios para simular un proyecto en CST Microwave Studio. Este proceso permitirá tener un mayor control sobre el CST Microwave Studio desde Matlab pero será necesario adaptar las instrucciones de VBA para simular un proyecto de CST Microwave Studio en Matlab, algunos de estos comandos que han sido adaptados son los siguientes:

#### Encontrar el nombre y versión de la aplicación:

```
app = invoke(mws, 'GetApplicationName')
ver = invoke(mws, 'GetApplicationVersion')
```

#### Definir unidades:

```
units = invoke(mws, 'Units');
invoke(units, 'Geometry', 'mm');
invoke(units, 'Frequency', 'ghz');
invoke(units, 'Time', 's');
```

**Definir el conjunto de variables:**

```
len1=40.00;  
invoke(mws, 'StoreParameter','len1',len1);
```

**Comandos para resolver un ejemplo:**

```
solver = invoke(mws, 'Solver');  
invoke(solver, 'FrequencyRange', fr1, fr2); % Set the frequency range  
invoke(solver, 'Start');
```

**Uso de los resultados de 1D:**

```
result = invoke(mws, 'Result1D', 'a1(1)1(1)'); % Example for S11 linear  
numOfValue = invoke(result, 'GetN'); % Might be used to initialize variables  
invoke(result, 'Save', 'C:\tmp\filename');  
A = importdata('C:\tmp\filename', ' ', 4)  
x = A.data(:, 1); % x-data column  
y = A.data(:, 2); % y-data column
```







## Creación de una macro.

### C.1. Introducción.

Con CST Microwave Studio se permite la implementación de macros a través de un entorno de creación que se incorpora en el software. Las macros se definen en lenguaje Visual Basic for Application (VBA), se debe destacar que CST Microwave Studio no soporta todas las instrucciones de VBA.

La utilización de una macro se debe a la necesidad de generar una rutina para optimizar un diseño, facilitando el desarrollo de este proyecto. Incluso se podrán generar diseños parametrizados de estructuras complejas evitándose la utilización del entorno gráfico del software. Además, el uso de diseños implementados con macros, permitirá ahorrar tiempo y resultará útil si se desean realizar procesos de optimización de estructuras, mediante la utilización de códigos de optimización propios.

En el software CST Microwave Studio se incluye un entorno de ayuda en el que se puede encontrar un manual más detallado que lo que se desarrollara en este apéndice.

### C.2. Creación de una macro.

Para cualquier elemento o configuración, que se puede realizar desde el entorno gráfico de CST Microwave Studio, se encuentra definido un objeto en VBA para su utilización. Los objetos definidos se pueden consultar en la ayuda de CST Microwave studio. En este apéndice sólo se mencionarán aquellos que se necesitaron para la creación de las macros de este proyecto, dichos objetos se encuentran en la tabla C.1.

FAMILIA	OBJETOS		
<b>Global</b>	Project Units		
<b>Solids</b>	Brick Sphere Torus	Cone Cylinder ECylinder	Wire
<b>2D-Profiles to Solids</b>	TraceFromCurve Rotate Loft	Extrude	
<b>Monitors</b>	Monitor Probe		
<b>Mesh</b>	Mesh MeshAdaption3D		
<b>Ports</b>	CurrentDistribution DiscretePort PlaneWave	FloquetPort Port	
<b>Solver</b>	ADSCosimulation LayerStacking ParameterSweep	Boundary FDSolver Optimizer	Background Solver

Tabla C.1: Objetos en VBA.

Los pasos a seguir para la creación de las macros utilizadas en este proyecto serán los siguientes:

1. Definición de las variables a utilizar en el apartado de *Option Explicit*:

Esta tarea no será esencial para el funcionamiento de la macro pero se trata de una buena práctica como programador, si se encuentra definido el cuerpo de *Option Explicit* y no se define ninguna variable, esto provocará un error. Para definir una variable se utilizará la expresión *Dim NombreVariable as TipoVariable*.

2. Creación de un nuevo proyecto o estudio:

Será necesario definir un nuevo proyecto o estudio como un objeto de VBA de la aplicación de CST MWS, para esto se empleará la expresión *Set NombreEstudio = CreateObject("CSTStudio.Application")*

3. Inicialización de las unidades: para la obtención de resultados coherentes será esencial definir el valor de las unidades.
4. Creación de componentes:

Según el tipo de estructura a simular se utilizará un objeto u otro, en este proyecto se usarán los objetos *Brick*, *Cylinder* y *Extrude*. El primero de estos objetos se utilizará para el transformador rectangular y cuadrado, el segundo para el transformado circular y el último objeto, se empleará para generar una geometría con forma de pajarita tal y como se muestra:

```
With .Brick
```

```
.Reset
.Name "Cuadrado"
.Xrange Xinicial, Xfinal
.Yrange Yinicial, Yfinal
.Zrange Zinicial,Zfinal
.Create
```

```
End With
```

```
With .Cylinder
```

```
.Reset
.Name "Circular"
.Component "Component1"
.Material "TipoMaterial"
.OuterRadius "RadioExterior"
.InnerRadius "RadioInterior"
.Axis "z"
.Zrange Zin1, Zin2
.Xcenter "Xcentral"
.Ycenter "Ycentral"
.Segments "NumeroSegmentos"
.Create
```

```
End With
```

```
With .Extrude
```

```
.Reset
.Name "Pajarita"
.Component "component1"
.Material "TipoMaterial"
.Mode "Pointlist"
.Height LongPajarita
.Twist "0.0"
.Taper "0.0"
.Origin "0.0", "0.0", zf
.Uvector "1.0", "0.0", "0.0"
.Vvector "0.0", "1.0", "0.0"
.Point MiX(1), MiY(1)
  For i=2 To n
    .LineTo MiX(i),MiY(i)
  Next i
.Create
```

```
End With
```

#### 5. Definición de los puertos:

Dependiendo del tipo de estudio se utilizará un tipo de puerto u otro. En este proyecto sólo se utilizará el puerto de tipo *Port*, donde será necesario ir modificando el valor de los campos correspondientes al numero de modos en el puerto y ángulo de polarización.

#### 6. Definición de un monitor:

Para la obtención de los resultados adecuados se deberá indicar a CST MWS la frecuencia central y el tipo de simulación a realizar.

#### 7. Creación del mallado:

Esta etapa será crítica debido a que controlará el tamaño y tipo del mallado que será utilizado para realizar las simulaciones y permitirá definir una malla adaptativa para aprovechar mejor los recursos.

#### 8. Preparación del solver:

En CST MWS se presenta un solver por defecto, para la obtención de resultados coherentes, al menos será necesario indicar el rango de frecuencias de la simulación.

## 9. Tratamiento de resultados y finalización.

En este proyecto, la lectura de resultados se ha realizado mediante un código implementado en Matlab, éste se puede encontrar en la ayuda de CST MWS. Por lo que sólo será necesario guardar los resultados y cerrar el proyecto.

```
With studio.NewMWS
    .SaveAs "Path\NombreProyecto.cst", True
    .Quit
End With
```

## C.3. Ejemplos.

A continuación se presentarán dos ejemplos de una macro que se han utilizado en el desarrollo de este proyecto. En ambos ejemplos se presentarán las instrucciones necesarias para poder ser utilizados en un proceso de optimización desde Matlab. Para la ejecución de estos ejemplos será necesario indicar el directorio donde se encuentra instalado CST MWS, así como los directorios donde se encontrarán los archivos de entrada de parámetros y la condición de parada.

### C.3.1. Transformador rectangular.

```
'#Language "WWB-COM"
Option Explicit

Dim fmin As Double, fmax As Double, fenctral As Double
'Tramo Inicial
Dim xi As Double, xf As Double, yi As Double, yf As Double
Dim zi As Double, zf As Double
'Seccion 1
Dim x1i As Double, x1f As Double, y1i As Double, y1f As Double
Dim z1i As Double, z1f As Double
'Seccion 2
Dim x2i As Double, x2f As Double, y2i As Double, y2f As Double
Dim z2i As Double, z2f As Double
'Seccion 3
Dim x3i As Double, x3f As Double, y3i As Double, y3f As Double
Dim z3i As Double, z3f As Double
'Tramo final
Dim xNi As Double, xNf As Double, yNi As Double, yNf As Double
Dim zNi As Double, zNf As Double
Dim Signal1 As Object
Dim NSamples As Integer
Dim AlturaInicial As Double, AnchuraInicial As Double, LongInicial As Double
Dim AlturaS1 As Double, AnchuraS1 As Double, LongS1 As Double
Dim AlturaS2 As Double, AnchuraS2 As Double, LongS2 As Double
```

```

Dim AlturaS3 As Double, AnchuraS3 As Double, LongS3 As Double
Dim AlturaFinal As Double, AnchuraFinal As Double, LongFinal As Double
Dim a1 As String, a2 As String, a3 As String, a4 As String, a5 As String
Dim b1 As String, b2 As String, b3 As String, b4 As String, b5 As String
Dim l1 As String, l2 As String, l3 As String, l4 As String, l5 As String
Dim studio As Object

```

```
Sub EscribirParada
```

```

'Esta subrutina se utiliza para notificar que CST ha terminado de simular.
Open "C:\RogelioPM\MiMacro\FinRectangular2s.txt" For Output As #1
Print #1, "fin"
Close #1

```

```
End Sub
```

```
Sub EscribirInicio
```

```

'Esta subrutina se utiliza para notificar que CST ha empezado de simular.
Open "C:\RogelioPM\MiMacro\FinRectangular2s.txt" For Output As #1
Print #1, "Inicio"
Close #1

```

```
End Sub
```

```
Sub Main
```

```

Set studio = CreateObject("CSTStudio.Application")
EscribirInicio
With studio.NewMWS
'Ahora comenzaremos a leer los datos iniciales.
Open "Path\DatosRectangular2s.txt" For Input As #3
Do While Not EOF(3)
Input #3, a1,b1,l1
Input #3, a2,b2,l2
Input #3, a3,b3,l3
Input #3, a4,b4,l4
Loop
AlturaInicial=Cdbl(a1)
AlturaS1=Cdbl(a2)
AlturaS2=Cdbl(a3)
AlturaFinal=Cdbl(a4)
AnchuraInicial=Cdbl(b1)
AnchuraS1=Cdbl(b2)
AnchuraS2=Cdbl(b3)
AnchuraFinal=Cdbl(b4)
LongInicial=Cdbl(l1)
LongS1=Cdbl(l2)
LongS2=Cdbl(l3)

```

```

LongFinal=Cdbl(14)
NSamples=1001
fmin=11.7
fmax=18.1
fcentral=14.9
'Centramos estructura
xi=(-AnchuraInicial/2)
xf=(AnchuraInicial/2)
yi=(-AlturaInicial/2)
yf=(AlturaInicial/2)
zi=0
zf=LongInicial
'Definicion dimensiones Seccion 1
x1i=(-AnchuraS1/2)
x1f=(AnchuraS1/2)
y1i=(-AlturaS1/2)
y1f=(AlturaS1/2)
z1i=zf
z1f=zf+LongS1
'Definicion dimensiones Seccion 2
x2i=(-AnchuraS2/2)
x2f=( AnchuraS2/2)
y2i=(-AlturaS2/2)
y2f=( AlturaS2/2)
z2i=z1f
z2f=z1f+LongS2
'Definicion dimensiones Finales
xNi=(-AnchuraFinal/2)
xNf=( AnchuraFinal/2)
yNi=(-AlturaFinal/2)
yNf=( AlturaFinal/2)
zNi=z2f
zNf=z2f+LongFinal
With .Units
    .Geometry ("mm")
    .Frequency ("ghz")
    .Time ("ns")
    .TemperatureUnit ("kelvin")
End With
With .Brick
    .Reset

```

```
.Name "BrickInicial"
.Xrange xi, xf
.Yrange yi, yf
.Zrange zi, zf
.Create
End With
With .Brick
.Reset
.Name "Brick1"
.Xrange x1i, x1f
.Yrange y1i, y1f
.Zrange z1i, z1f
.Create
End With
With .Brick
.Reset
.Name "Brick2"
.Xrange x2i, x2f
.Yrange y2i, y2f
.Zrange z2i, z2f
.Create
End With
With .Brick
.Reset
.Name "BrickFinal"
.Xrange xNi, xNf
.Yrange yNi, yNf
.Zrange zNi, zNf
.Create
End With
With .Port
.Reset
.PortNumber (1)
.NumberOfModes (1) 'Número de modos que se analizarán
.AdjustPolarization (False)
.PolarizationAngle (0.0)
.ReferencePlaneDistance (0)
.TextSize (50)
.Coordinates ("Free")
.Orientation ("zmin")
.PortOnBound (False)
```

```

.ClipPickedPortToBound (False)
.Xrange (xi, xf)
.Yrange (yi, yf)
.Zrange (zi, zf)
.Create
End With
With .Port
.Reset
.PortNumber (2)
.NumberOfModes (1) 'Número de modos que se analizarán.
.AdjustPolarization (False)
.PolarizationAngle (0.0)
.ReferencePlaneDistance (0)
.TextSize (50)
.Coordinates ("Free")
.Orientation ("zmax")
.PortOnBound (False)
.ClipPickedPortToBound (False)
.Xrange (xNi, xNf)
.Yrange (yNi, yNf)
.Zrange (zNf, zNf)
.Create
End With
With .Monitor
.Reset
.Name ("e-field (f=fcentral)")
.Dimension ("Volume")
.Domain ("Frequency")
.FieldType ("Efield")
.Frequency (fcentral)
.Origin("zero")
.Create
End With
With .Mesh
.LinesPerWavelength(10) 'para controlar el Meshcell(precision)
.MinimumLineNumber(10)
.UseRatioLimit(True)
.RatioLimit(8)
End With
With .MeshAdaption3D
.AccuracyFactor(2.0) '¿?¿?¿??

```



```

.SetType("HighFrequencyHex")
.SetAdaptionStrategy("ExpertSystem")
.ErrorEstimatorType("Automatic")
.RefinementType("Automatic")
.MinPasses(2)
.MaxPasses(6)
.RefineX(True)
.RefineY(True)
.RefineZ(True)
.MaxDeltaS(0.2)
.MeshIncrement(5)
.SetFrequencyRange(True,fmin,fmax)
.NumberOfDeltaSChecks(1)
End With
With .Solver
'General methods
.TimeBetweenUpdates(21)
.FrequencyRange(fmin,fmax)
'Time Domain Solver General
.AutoNormImpedance(True)
.MeshAdaption(True) 'True=>Se ejecuta varias veces hasta encontrar el mejor mesh
.StoreTDREsultsInCache(True) 'true
.FrequencySamples(NSamples)
'Time Domain Solver Excitation
.CalculateModesOnly(True)
.StimulationMode("All")
.StimulationPort("All")
'Time Domain Solver S-Parameter Symmetries
.ResetSParaSymm
.SParaSymmetry(True)
.DefSParaSymm
.AdaptivePortMeshing(True)
.AccuracyAdaptivePortmeshing(30)
.PassesAdaptivePortMeshing(6)
'Time Domain Solver Steady State
.SteadyStateLimit("-30")
.Start
End With
.SaveAs "Path\pruebatdoble.cst", True
EscribirParada
.Quit

```

```

End With
Set studio = Nothing
End Sub

```

### C.3.2. Transformador pajarita.

```

' #Language "WWB-COM"
Option Explicit
Dim AnchuraInicial As Double
Dim AlturaInicial As Double
Dim Beta As Double
Dim alfa1 As Double
Dim AnchuraFinal As Double
Dim AlturaFinal As Double
Dim LongPajarita As Double
Dim xi As Double, xf As Double, yi As Double, yf As Double
Dim zi As Double, zf As Double
Dim xfi As Double, xff As Double, yfi As Double, yff As Double
Dim zfi As Double, zff As Double
Dim xNi As Double, xNf As Double, yNi As Double, yNf As Double
Dim zNi As Double, zNf As Double
Dim AlturaI As Double, AnchuraI As Double, LongI As Double
Dim AlturaF As Double, AnchuraF As Double, LongF As Double
Dim fmin As Double, fmax As Double, ftrabajo As Double
Dim Nsamples As Integer
Dim MiXs(1 To 200) As String
Dim MiYs(1 To 200) As String
Dim MiX(1 To 200) As Double
Dim MiY(1 To 200) As Double
Dim CoorXInicial As Double
Dim CoorXFinal As Double
Dim CoorYInicial As Double
Dim CoorYFinal As Double
Dim CoorX (1 To 5) As Double
Dim CoorY (1 To 5) As Double
Dim SCoorX (1 To 5) As String
Dim SCoorY (1 To 5) As String
Dim d1 As String
Dim finf As String
Dim fsup As String
Dim fc As String
Dim n As Integer

```

```

Dim i As Integer
Dim studio As Object
Sub EscribirParada
    'Condicion de parada.
    Open "Path\FinTransformadorPajarita1s.txt" For Output As #1
    Print #1,"fin"
    Close #1
End Sub
Sub EscribirInicio
    'Inicia simulación.
    Open "C:\RogelioPM\MiMacro\FinTransformadorPajarita1s.txt" For Output As #1
    Print #1,"Inicio"
    Close #1
End Sub
Sub Main
    Set studio = CreateObject("CSTStudio.Application")
    EscribirInicio
    n=200
    'Se leen los datos iniciales
    Open "Path\DatosInicialesTransformadorPajarita.txt" For Input As #3
        Input #3,finf,fsup,fc,AnchuraInicial,AlturaInicial,
            CoorXInicial,CoorXFinal,CoorYInicial,CoorYFinal,Beta
    Do While Not EOF(3)
        For i=1 To 5
            Input #3,SCoorX(i),SCoorY(i)
        Next i
    Loop
    For i=1 To 5
        CoorX(i)=Cdbl(SCoorX(i))
        CoorY(i)=Cdbl(SCoorY(i))
    Next
    'Leemos datos de la pajarita (coordenadas)
    Open "Path\DatosTransformadorPajarita1.txt" For Input As #4
        Input #4,alfa1,d1
    Do While Not EOF(4)
        For i=1 To n
            Input #4, MiXs(i),MiYs(i)
        Next i
    Loop
    For i=1 To n
        MiX(i)=Cdbl(MiXs(i))

```

```

    MiY(i)=CDBl(MiYs(i))
  Next i
  AnchuraI=CDBl(AnchuraInicial)
  AlturaI=CDBl(AlturaInicial)
  LongI=10
  AnchuraF=AnchuraI
  AlturaF=AlturaI
  LongF=LongI
  LongPajarita=CDBl(d1)
  xi=(-AnchuraI/2)
  xf=(AnchuraI/2)
  yi=(-AlturaI/2)
  yf=(AlturaI/2)
  zi=0
  zf=LongI
  'Definicion dimensiones Finales
  xfi=(-AnchuraF/2)
  xff=( AnchuraF/2)
  yfi=(-AlturaF/2)
  yff=( AlturaF/2)
  zfi=LongPajarita+zf
  zff=zfi+LongF
  fmin=CDBl(finf)
  fmax=CDBl(fsup)
  ftrabajo=CDBl(fc)
  Nsamples=1001
With studio.NewMWS
  With .Units
    .Geometry ("mm")
    .Frequency ("ghz")
    .Time ("ns")
    .TemperatureUnit ("kelvin")
  End With
  With .Brick
    .Reset
    .Name "BrickInicial"
    .Component "component1"
    .Xrange xi, xf
    .Yrange yi, yf
    .Zrange zi, zf
    .Create

```

```
End With
With .Extrude
  .Reset
  .Name "solid2"
  .Component "component1"
  .Material "Vacuum"
  .Mode "Pointlist"
  .Height LongPajarita
  .Twist "0.0"
  .Taper "0.0"
  .Origin "0.0", "0.0", zf
  .Uvector "1.0", "0.0", "0.0"
  .Vvector "0.0", "1.0", "0.0"
  'Punto inicial=punto final
  .Point MiX(1), MiY(1)
  For i=2 To n
    .LineTo MiX(i),MiY(i)
  Next i
  .Create
End With
With .Extrude
  .Reset
  .Name "BrickFinal"
  .Component "component1"
  .Material "Vacuum"
  .Mode "Pointlist"
  .Height LongF
  .Twist "0.0"
  .Taper "0.0"
  .Origin "0.0", "0.0", zfi
  .Uvector "1.0", "0.0", "0.0"
  .Vvector "0.0", "1.0", "0.0"
  'Punto inicial = punto final
  .Point CoorX(1),CoorY(1)
  .LineTo CoorX(2),CoorY(2)
  .LineTo CoorX(3),CoorY(3)
  .LineTo CoorX(4),CoorY(4)
  .LineTo CoorX(5),CoorY(5)
  .Create
End With
With .Port
```

```

.Reset
.PortNumber (1)
.NumberOfModes (1)
.AdjustPolarization (False)
.PolarizationAngle (0.0)
.ReferencePlaneDistance (0)
.TextSize (50)
.Coordinates ("Free")
.Orientation ("zmin")
.Port OnBound (False)
.ClipPickedPortToBound (False)
.Xrange (xi, xf)
.Yrange (yi, yf)
.Zrange (zi, zi)
'.Zrange(0,0)
.Create
End With
With .Port
.Reset
.PortNumber (2)
.NumberOfModes (1)
.AdjustPolarization (False)
.PolarizationAngle (0.0)
.ReferencePlaneDistance (0)
.TextSize (50)
.Coordinates ("Free")
.Orientation ("zmax")
.Port OnBound (False)
.ClipPickedPortToBound (False)
.Xrange (CoorXInicial,CoorXFinal)
.Yrange (CoorYInicial,CoorYFinal)
.Zrange (zff, zff)
.Create
End With
With .Monitor
.Reset
.Name ("e-field (f=ftrabajo)")
.Dimension ("Volume")
.Domain ("Frequency")
.FieldType ("Efield")
.Frequency ftrabajo

```

```

.Origin("zero")
.Create
End With
With .Mesh
.UseRatioLimit "True"
.RatioLimit "8.0"
.LinesPerWavelength "8"
.MinimumStepNumber "8"
.Automesh "True"
.MeshType "PBA"
.SetCreator "High Frequency"
End With
With .MeshAdaption3D
.AccuracyFactor(2.0)
.SetType("HighFrequencyHex")
.SetAdaptionStrategy("ExpertSystem")
.ErrorEstimatorType("Automatic")
.RefinementType("Automatic")
.MinPasses(2)
.MaxPasses(6)
.RefineX(True)
.RefineY(True)
.RefineZ(True)
.MaxDeltaS(0.5)
.MeshIncrement(2)
.SetFrequencyRange(True,fmin,fmax)
.NumberOfDeltaSChecks(1)
End With
With .Solver
'General methods
.TimeBetweenUpdates(21)
.FrequencyRange(fmin,fmax)
'Time Domain Solver General
.AutoNormImpedance(True)
.MeshAdaption(True) 'Se ejecuta varias veces hasta encontrar el mejor mesh
.StoreTDResultsInCache(True) 'true
.FrequencySamples(Nsamples)
'Time Domain Solver Excitation
.CalculateModesOnly(True)
.StimulationMode("All")
.StimulationPort("All")

```

```
'Time Domain Solver S-Parameter Symmetries
.ResetSParaSymm
.SParaSymmetry(True)
.DefSParaSymm
'Time Domain Solver Waveguide Ports
.AdaptivePortMeshing(True)
.AccuracyAdaptivePortmeshing(30)
.PassesAdaptivePortMeshing(6)
'Time Domain Solver Steady State
.SteadyStateLimit("-30")
.Start
End With
.SaveAs "Path\pruebatransformadorpajarita.cst", True
EscribirParada
.Quit
End With
End Sub
```





## Presupuesto

### 1) Ejecución Material

▪ Compra de ordenador personal	2.000 €
▪ Licencia Software CST Microwave Studio (1 año)	1500 €
▪ Material de oficina	150 €
▪ Total de ejecución material	3.550 €

### 2) Gastos generales

▪ sobre Ejecución Material	352 €
----------------------------	-------

### 3) Beneficio Industrial

▪ sobre Ejecución Material	132 €
----------------------------	-------

### 4) Honorarios Proyecto

▪ 1800 horas a 15 €/ hora	27000 €
<b>5) Material fungible</b>	
▪ Gastos de impresión	280 €
▪ Encuadernación	4 €
<b>6) Subtotal del presupuesto</b>	
▪ Subtotal Presupuesto	31.318 €
<b>7) I.V.A. aplicable</b>	
▪ 18 % Subtotal Presupuesto	5.637,24 €
<b>8) Total presupuesto</b>	
▪ Total Presupuesto	36.955,24 €

Madrid, Noviembre 2010

El Ingeniero Jefe de Proyecto

Fdo.: Rogelio Peño Moreno

Ingeniero Superior de Telecomunicación



## Pliego de condiciones

### Pliego de condiciones

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

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

#### *Condiciones generales.*

1. La modalidad de contratación será el concurso. La adjudicación se hará, por tanto, a la proposición más favorable sin atender exclusivamente al valor económico, dependiendo de las mayores garantías ofrecidas. La empresa que somete el proyecto a concurso se reserva el derecho a declararlo desierto.
2. El montaje y mecanización completa de los equipos que intervengan será realizado totalmente por la empresa licitadora.
3. En la oferta, se hará constar el precio total por el que se compromete a realizar la obra y el tanto por ciento de baja que supone este precio en relación con un importe límite si este se hubiera fijado.
4. La obra se realizará bajo la dirección técnica de un Ingeniero Superior de Telecomunicación, auxiliado por el número de Ingenieros Técnicos y Programadores que se estime preciso para el desarrollo de la misma.

5. Aparte del Ingeniero Director, el contratista tendrá derecho a contratar al resto del personal, pudiendo ceder esta prerrogativa a favor del Ingeniero Director, quien no estará obligado a aceptarla.
6. El contratista tiene derecho a sacar copias a su costa de los planos, pliego de condiciones y presupuestos. El Ingeniero autor del proyecto autorizará con su firma las copias solicitadas por el contratista después de confrontarlas.
7. Se abonará al contratista la obra que realmente ejecute con sujeción al proyecto que sirvió de base para la contratación, a las modificaciones autorizadas por la superioridad o a las órdenes que con arreglo a sus facultades le hayan comunicado por escrito al Ingeniero Director de obras siempre que dicha obra se haya ajustado a los preceptos de los pliegos de condiciones, con arreglo a los cuales, se harán las modificaciones y la valoración de las diversas unidades sin que el importe total pueda exceder de los presupuestos aprobados. Por consiguiente, el número de unidades que se consignan en el proyecto o en el presupuesto, no podrá servirle de fundamento para entablar reclamaciones de ninguna clase, salvo en los casos de rescisión.
8. Tanto en las certificaciones de obras como en la liquidación final, se abonarán los trabajos realizados por el contratista a los precios de ejecución material que figuran en el presupuesto para cada unidad de la obra.
9. Si excepcionalmente se hubiera ejecutado algún trabajo que no se ajustase a las condiciones de la contrata pero que sin embargo es admisible a juicio del Ingeniero Director de obras, se dará conocimiento a la Dirección, proponiendo a la vez la rebaja de precios que el Ingeniero estime justa y si la Dirección resolviera aceptar la obra, quedará el contratista obligado a conformarse con la rebaja acordada.
10. Cuando se juzgue necesario emplear materiales o ejecutar obras que no figuren en el presupuesto de la contrata, se evaluará su importe a los precios asignados a otras obras o materiales análogos si los hubiere y cuando no, se discutirán entre el Ingeniero Director y el contratista, sometiéndolos a la aprobación de la Dirección. Los nuevos precios convenidos por uno u otro procedimiento, se sujetarán siempre al establecido en el punto anterior.
11. Cuando el contratista, con autorización del Ingeniero Director de obras, emplee materiales de calidad más elevada o de mayores dimensiones de lo estipulado en el proyecto, o sustituya una clase de fabricación por otra que tenga asignado mayor precio o ejecute con mayores dimensiones cualquier otra parte de las obras, o en general, introduzca en ellas cualquier modificación que sea beneficiosa a juicio del Ingeniero Director de obras, no tendrá derecho sin embargo, sino a lo que le correspondería si hubiera realizado la obra con estricta sujeción a lo proyectado y contratado.
12. Las cantidades calculadas para obras accesorias, aunque figuren por partida alzada en el presupuesto final (general), no serán abonadas sino a los precios de la contrata, según las

condiciones de la misma y los proyectos particulares que para ellas se formen, o en su defecto, por lo que resulte de su medición final.

13. El contratista queda obligado a abonar al Ingeniero autor del proyecto y director de obras así como a los Ingenieros Técnicos, el importe de sus respectivos honorarios facultativos por formación del proyecto, dirección técnica y administración en su caso, con arreglo a las tarifas y honorarios vigentes.
14. Concluida la ejecución de la obra, será reconocida por el Ingeniero Director que a tal efecto designe la empresa.
15. La garantía definitiva será del 4 % del presupuesto y la provisional del 2 %.
16. La forma de pago será por certificaciones mensuales de la obra ejecutada, de acuerdo con los precios del presupuesto, deducida la baja si la hubiera.
17. La fecha de comienzo de las obras será a partir de los 15 días naturales del replanteo oficial de las mismas y la definitiva, al año de haber ejecutado la provisional, procediéndose si no existe reclamación alguna, a la reclamación de la fianza.
18. Si el contratista al efectuar el replanteo, observase algún error en el proyecto, deberá comunicarlo en el plazo de quince días al Ingeniero Director de obras, pues transcurrido ese plazo será responsable de la exactitud del proyecto.
19. El contratista está obligado a designar una persona responsable que se entenderá con el Ingeniero Director de obras, o con el delegado que éste designe, para todo relacionado con ella. Al ser el Ingeniero Director de obras el que interpreta el proyecto, el contratista deberá consultarle cualquier duda que surja en su realización.
20. Durante la realización de la obra, se girarán visitas de inspección por personal facultativo de la empresa cliente, para hacer las comprobaciones que se crean oportunas. Es obligación del contratista, la conservación de la obra ya ejecutada hasta la recepción de la misma, por lo que el deterioro parcial o total de ella, aunque sea por agentes atmosféricos u otras causas, deberá ser reparado o reconstruido por su cuenta.
21. El contratista, deberá realizar la obra en el plazo mencionado a partir de la fecha del contrato, incurriendo en multa, por retraso de la ejecución siempre que éste no sea debido a causas de fuerza mayor. A la terminación de la obra, se hará una recepción provisional previo reconocimiento y examen por la dirección técnica, el depositario de efectos, el interventor y el jefe de servicio o un representante, estampando su conformidad el contratista.
22. Hecha la recepción provisional, se certificará al contratista el resto de la obra, reservándose la administración el importe de los gastos de conservación de la misma hasta su recepción definitiva y la fianza durante el tiempo señalado como plazo de garantía. La recepción definitiva se hará en las mismas condiciones que la provisional, extendiéndose el acta correspondiente. El Director Técnico propondrá a la Junta Económica la devolución de la fianza al contratista de acuerdo con las condiciones económicas legales establecidas.

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

### *Condiciones particulares.*

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

1. La propiedad intelectual de los procesos descritos y analizados en el presente trabajo, pertenece por entero a la empresa consultora representada por el Ingeniero Director del Proyecto.
2. La empresa consultora se reserva el derecho a la utilización total o parcial de los resultados de la investigación realizada para desarrollar el siguiente proyecto, bien para su publicación o bien para su uso en trabajos o proyectos posteriores, para la misma empresa cliente o para otra.
3. Cualquier tipo de reproducción aparte de las reseñadas en las condiciones generales, bien sea para uso particular de la empresa cliente, o para cualquier otra aplicación, contará con autorización expresa y por escrito del Ingeniero Director del Proyecto, que actuará en representación de la empresa consultora.
4. En la autorización se ha de hacer constar la aplicación a que se destinan sus reproducciones así como su cantidad.
5. En todas las reproducciones se indicará su procedencia, explicitando el nombre del proyecto, nombre del Ingeniero Director y de la empresa consultora.
6. Si el proyecto pasa la etapa de desarrollo, cualquier modificación que se realice sobre él, deberá ser notificada al Ingeniero Director del Proyecto y a criterio de éste, la empresa consultora decidirá aceptar o no la modificación propuesta.
7. Si la modificación se acepta, la empresa consultora se hará responsable al mismo nivel que el proyecto inicial del que resulta el añadirla.
8. Si la modificación no es aceptada, por el contrario, la empresa consultora declinará toda responsabilidad que se derive de la aplicación o influencia de la misma.
9. Si la empresa cliente decide desarrollar industrialmente uno o varios productos en los que resulte parcial o totalmente aplicable el estudio de este proyecto, deberá comunicarlo a la empresa consultora.
10. La empresa consultora no se responsabiliza de los efectos laterales que se puedan producir en el momento en que se utilice la herramienta objeto del presente proyecto para la realización de otras aplicaciones.

11. La empresa consultora tendrá prioridad respecto a otras en la elaboración de los proyectos auxiliares que fuese necesario desarrollar para dicha aplicación industrial, siempre que no haga explícita renuncia a este hecho. En este caso, deberá autorizar expresamente los proyectos presentados por otros.
12. El Ingeniero Director del presente proyecto, será el responsable de la dirección de la aplicación industrial siempre que la empresa consultora lo estime oportuno. En caso contrario, la persona designada deberá contar con la autorización del mismo, quien delegará en él las responsabilidades que ostente.