

**UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR**



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

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO ASISTIDO POR ORDENADOR DE  
TRANSFORMADORES DE IMPEDANCIA EN GUÍA DE  
ONDA RECTANGULAR MEDIANTE EL MÉTODO DE  
AJUSTE MODAL**

**Carlos Mario Velasco Botina  
Tutor: Jorge A. Ruiz Cruz**

**JULIO 2015**



# Resumen

Este documento presenta en detalle el diseño en ordenador de transformadores de impedancia en guía de onda rectangular aplicando el método de ajuste modal (Mode-Matching). Estos transformadores pueden ser usados en sistemas de alimentación de antenas, cumpliendo la función de red adaptadora.

En un primer momento se estudia el diseño y síntesis de filtros paso bajo de orden par de Chebyshev para hacer una primera aproximación de un transformador de impedancia como modelo circuital, el cual será el punto de partida del diseño.

El modelo circuital, es un diseño que se realiza en dos etapas, por una parte se sintetiza el transformador con elementos concentrados y a continuación con líneas de transmisión. En estas dos etapas de diseño se usa la herramienta Matlab, la cual permite obtener los valores de los elementos concentrados y las longitudes eléctricas de las líneas, y la respuesta del circuito.

Tras comprobar que el modelo circuital cumple las especificaciones de diseño que se impongan, la siguiente etapa es el diseño del circuito en guía de onda con la herramienta CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology), en la que se valoran los diferentes efectos electromagnéticos que en el modelo circuital no se han tenido en cuenta.

Una vez que se ha terminado el diseño en guía de onda y que se cumplen las especificaciones propuestas, el siguiente paso es comparar los resultados que se obtienen al aplicar el método de ajuste modal con los obtenidos en CST sobre el diseño en guía de onda.



# Abstract

This paper presents the computer design of a rectangular waveguide impedance transformer using the Mode-Matching method, which can be used in antenna feed systems, as an impedance matching role.

Firstly, the study and implementation of low-pass even-order Chebyshev filters were carried out with the purpose of obtaining the circuital model of an impedance transformer, which we will use as the starting point of the design.

Circuital model is a design made in two steps, first one is all about synthesizing the transformer using lumped elements followed by the second one made with transmission lines. Matlab is used in these two steps, a program that allows to calculate the value of lumped elements, wavelength of the lines and the response of the circuit.

After checking that the circuital model meets all the design specifications that have been set, next thing is to design the circuit with waveguides using CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology), analyzing all the different electromagnetic effects that we did not keep in mind.

As soon as the waveguide design has been finished and all the specifications are met, last step is comparing all the results of the waveguide design obtained using Model Matching with the results obtained in CST.



# Palabras claves

Guía de onda rectangular, ancho de banda, análisis modal, modelo circuital, modelo electromagnético, transformador de impedancia, parámetros S

# Keywords

Rectangular waveguide, bandwidth, Mode-Matching, circuit model, electromagnetic model, impedance transformer, S-parameters

# Glosario

- **ADS:** Advanced Design System
- **CST:** Computer Simulation Technology
- **MM:** Model-Matching
- **CPW:** Cell Per Wavelength

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

<b>1</b>	<b>Introducción</b> .....	<b>1</b>
1.1	MOTIVACIÓN .....	1
1.2	ESTADO DEL ARTE.....	1
1.3	OBJETIVOS.....	2
1.4	ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA.....	2
<b>2</b>	<b>Marco teórico</b> .....	<b>4</b>
2.1	LÍNEAS DE TRANSMISIÓN .....	4
2.1.1	MODOS DE PROPAGACIÓN DE UNA ONDA ELECTROMAGNÉTICA.....	4
2.2	GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	4
2.2.1	MODOS TE .....	5
2.2.2	MODOS TM .....	6
2.2.3	MODO FUNDAMENTAL.....	7
2.3	CARACTERIZACIÓN DE CIRCUITOS DE MICROONDAS.....	7
2.3.1	ONDAS DE POTENCIA GENERALIZADAS.....	7
2.3.2	ONDAS DE POTENCIA NO GENERALIZADAS.....	8
2.3.3	PARÁMETROS S.....	8
2.3.4	PROPIEDADES DE LOS PARÁMETROS S .....	8
2.4	FILTROS.....	9
2.4.1	FILTROS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS.....	10
2.4.2	FILTROS SEMICONCENTRADOS. SECCIONES CORTAS .....	11
<b>3</b>	<b>Estudio previo: diseño transformador de impedancia</b> .....	<b>13</b>
3.1	CONSIDERACIONES PREVIAS .....	13
3.2	DISEÑO DE FILTROS PASO BAJO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS Y SECCIONES CORTAS.....	13
3.2.1	FILTRO PASO BAJO CHEBYSHEV CON ELEMENTOS CONCENTRADOS	14
3.2.2	FILTRO PASO BAJO CHEBYSHEV CON SECCIONES CORTAS .....	15
3.3	DISEÑO DE TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIAS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS Y SECCIONES CORTAS.....	16
3.3.1	DISEÑO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS .....	19
3.3.2	DISEÑO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN .....	21
3.4	DISEÑO TRANSFORMADOR EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	23
3.4.1	OPTIMIZACIÓN .....	28
3.5	SIMULACIÓN DEL DISEÑO EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR CON EL MÉTODO DE AJUSTE MODAL.....	32
<b>4</b>	<b>Diseño de un Transformador de impedancia</b> .....	<b>33</b>

4.1	ESPECIFICACIONES DE DISEÑO .....	33
4.2	DISEÑO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS .....	33
4.3	DISEÑO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y SIMULACIÓN MM .....	34
4.3.1	TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 6 SECCIONES.....	43
4.3.2	TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 8 SECCIONES.....	47
4.3.3	TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 10 SECCIONES.....	50
<b>5</b>	<b>Conclusiones y trabajo futuro .....</b>	<b>53</b>
5.1	CONCLUSIONES .....	53
5.2	TRABAJO FUTURO.....	54
<b>6</b>	<b>Referencias .....</b>	<b>55</b>
<b>Anexo A: Parámetros ABCD de algunos circuitos de dos puertos .....</b>		<b>56</b>
<b>Anexo B: Conversión de parámetros en redes de dos puertos .....</b>		<b>57</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1. Geometría guía de onda rectangular .....	5
Figura 2.2. Proceso de diseño de un filtro .....	9
Figura 2.3. (a) Estructura circuito en Pi, (b) estructura circuito en T.....	10
Figura 2.4. Transformación de frecuencia e impedancia prototipo paso bajo.....	10
Figura 2.5. Circuito equivalente para una sección corta de línea de transmisión.....	11
Figura 2.6. Diseño de filtro paso bajo con elementos concentrado y secciones cortas .....	12
Figura 3.1. Respuesta filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con elementos concentrados circuito en T .....	15
Figura 3.2. Respuesta filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con elementos concentrado circuito en Pi.....	15
Figura 3.3. Filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con secciones cortas circuito en T .....	16
Figura 3.4. Filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con secciones cortas circuito en Pi.....	16
Figura 3.5. Relación entre impedancia característica de la línea de transmisión y altura de una guía de onda rectangular (vista longitudinal).....	18
Figura 3.6. Respuesta con elementos concentrados circuito en T .....	20
Figura 3.7. Respuesta con elementos concentrados circuito en Pi.....	20
Figura 3.8. Respuesta transformador circuito en T, elementos concentrados y líneas de transmisión con $Zl = 10 \Omega$ .....	21
Figura 3.9. Respuesta transformador circuito en Pi, elementos concentrados y líneas de transmisión con $Zl = 10 \Omega$ .....	21
Figura 3.10. Criterio de selección del valor de $Zh$ .....	22
Figura 3.11. Respuesta con líneas de transmisión circuito en T, con $Zh = 404,7 \Omega$ y $Zl =$ $10 \Omega$ .....	23
Figura 3.12. Respuesta con líneas de transmisión circuito en Pi, con $Zh = 404,7 \Omega$ y $Zl =$ $10 \Omega$ .....	23
Figura 3.13. Respuestas modelo circuital y electromagnético circuito en T .....	24
Figura 3.14. Respuestas modelo circuital y electromagnético circuito en Pi .....	24
Figura 3.15. Modelo T, $b_{min} = 7$ mm, $b_{max} = 18,49$ mm .....	25
Figura 3.16. Modelo T, con $b_{min} = 8$ mm, $b_{max} = 19,94$ mm .....	25
Figura 3.17. Modelo T, con $b_{min} = 8$ mm, $b_{max} = 19,19$ mm .....	26
Figura 3.18. Modelo Pi, $b_{min} = 5$ mm, $b_{max} = 18,49$ mm .....	27
Figura 3.19. Modelo Pi, $b_{min} = 5$ mm, $b_{max} = 17,14$ mm .....	27
Figura 3.20. Respuesta transformador de impedancia modelo en T antes y después de la optimización .....	28
Figura 3.21. Estructura en T modelo electromagnético (a) Perspectiva de estructura, (b) vista longitudinal.....	29
Figura 3.22. Respuesta transformador de impedancia modelo en Pi antes y después de la optimización .....	29
Figura 3.23. Estructura en Pi modelo electromagnético (a) Perspectiva de estructura, (b) vista longitudinal.....	30
Figura 3.24. Análisis de convergencia modelo en T .....	31
Figura 3.25. Análisis de convergencia modelo en Pi .....	31
Figura 3.26. Modelo electromagnético circuito en T análisis con MM .....	32
Figura 3.27. Modelo electromagnético circuito en Pi análisis con MM.....	32
Figura 4.1. Respuesta modelo circuital con elementos concentrados .....	34

Figura 4.2. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con $b_{max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras .....	35
Figura 4.3. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con $b_{max} = 14,94 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras .....	36
Figura 4.4. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con $b_{max} = 12,56 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras .....	36
Figura 4.5. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras .....	37
Figura 4.6. Respuesta modelo electromagnético para $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando $b_{min}$ para 6 secciones adaptadoras.....	37
Figura 4.7. Respuesta modelo circuital y electromagnético para $b_{max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras .....	38
Figura 4.8. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con $b_{max} = 14,95 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras .....	38
Figura 4.9. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con $b_{max} = 12,56 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras .....	39
Figura 4.10. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras .....	39
Figura 4.11. Respuesta modelo electromagnético con $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando $b_{min}$ para 8 secciones adaptadoras.....	40
Figura 4.12. Respuesta modelo circuital y electromagnético para $b_{max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras .....	40
Figura 4.13. Respuesta modelo circuital y electromagnético para $b_{max} = 14,94 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras .....	41
Figura 4.14. Respuesta modelo circuital y electromagnético para $b_{max} = 12,56 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras .....	41
Figura 4.15. Respuesta modelo circuital y electromagnético para $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras .....	42
Figura 4.16. Respuesta modelo electromagnético con $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando $b_{min}$ para 10 secciones adaptadoras.....	42
Figura 4.17. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 6 secciones para $b_{min} = 3 \text{ mm}$ y $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ .....	43
Figura 4.18. Respuesta del transformador optimizado en CST con 6 secciones .....	44
Figura 4.19. Análisis de convergencia transformador de impedancia optimo con 6 secciones .....	45
Figura 4.20. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia optimo con 6 secciones.....	45
Figura 4.21. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 6 secciones adaptadoras.....	46
Figura 4.22. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 8 secciones para $b_{min} = 3 \text{ mm}$ y $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ .....	47
Figura 4.23. Respuesta del transformador optimizado en CST con 8 secciones .....	47
Figura 4.24. Análisis de convergencia transformador de impedancia optimo con 8 secciones .....	48
Figura 4.25. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia optimo con 8 secciones.....	49
Figura 4.26. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 8 secciones adaptadoras.....	49

Figura 4.27. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 10 secciones para $b_{min} = 3\text{ mm}$ y $b_{max} = 10,16\text{ mm}$ .....	50
Figura 4.28. Respuesta del transformador optimizado en CST con 10 secciones .....	50
Figura 4.29. Análisis de convergencia transformador de impedancia optimo con 10 secciones.....	51
Figura 4.30. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia optimo con 10 secciones.....	52
Figura 4.31. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 10 secciones adaptadoras.....	52

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1 Valores de implementación para el diseño con elementos concentrados .....	19
Tabla 3.2 Selección de valores para el modelo en T.....	25
Tabla 3.3 Selección de valores para el modelo en Pi .....	26
Tabla 4.1 Valores iniciales y óptimos transformador de impedancia con 6 secciones.....	44
Tabla 4.2 Valores iniciales y óptimos del transformador con 8 secciones .....	48
Tabla 4.3 Valores iniciales y óptimos del transformador con 10 secciones.....	51



# 1 Introducción

## 1.1 MOTIVACIÓN

Las estructuras en guías de onda rectangular son uno de los dispositivos que se usan comúnmente para trabajar en frecuencias de microondas. Este tipo de estructura es usado para la construcción de multiplexores, polarizadores, transformadores de señal, ortomodos, y filtros entre otros dispositivos, que se encargan de preparar la señal para el posterior uso en sistemas de telecomunicación por satélite.

El uso de guías de onda a las frecuencias de microondas surge por la necesidad de las aplicaciones que requieren alta potencia y bajas pérdidas. En este trabajo las guías de onda son usadas para el diseño de transformadores que permiten adaptar la señal de entrada entre diferentes medios de transmisión.

Un transformador es una estructura que está diseñada para transferir la señal que viaja en un determinado modo de un sistema de transmisión a otro modo de transmisión. El sistema de entrada y de salida entre los que se adapta la señal pueden ser de distinto tipo, como por ejemplo una guía rectangular y una guía circular, o del mismo tipo pero con alguna dimensión diferente como se realiza en este trabajo, en el que tanto el sistema de entrada y de salida son guías de onda rectangular pero que tienen alturas diferentes.

## 1.2 ESTADO DEL ARTE

Las tecnologías de radiofrecuencia hacen referencia a señales de frecuencia entre los 300 MHz y 300GHz. Debido a las altas frecuencias, la teoría de circuitos clásica no se puede aplicar de forma directa para resolver los circuitos que trabajan en esta banda de frecuencias, por lo que se recurre a las ecuaciones de Maxwell para poder caracterizar el comportamiento de estos dispositivos.

Hoy en día, en el mercado existe gran variedad de transformadores en guía de onda, y cuyas técnicas de síntesis circuital y modelos analíticos se han venido estudiando a lo largo de los años de manera extensa, consiguiendo prestaciones de gran calidad según la aplicación en la que se use.

### 1.3 OBJETIVOS

El objetivo principal de este trabajo es el diseño asistido por ordenador de transformadores de impedancia en guía de onda rectangular. Partiendo de los conocimientos básicos del diseño de filtros se pretende conseguir un modelo circuital de transformador de impedancia como una aproximación al objetivo que se desea alcanzar en el trabajo. A partir de este primer modelo circuital, comprobando que se cumplan las especificaciones que se pidan, se pasa al diseño del modelo electromagnético y a continuación se aplica el método de ajuste modal para comprobar que los resultados obtenidos son los deseados.

Por otra parte también se busca poner en práctica los diferentes conocimientos adquiridos, así como el manejo de herramientas matemáticas y de simulación que serán necesarias en este trabajo.

### 1.4 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

El documento que se presenta está organizado de la siguiente manera:

- Introducción, contiene la motivación, estado del arte, objetivos y organización de la memoria. Es una introducción al problema que se plantea para llevar a cabo el desarrollo del trabajo, además de ver lo que se puede encontrar en el mercado actualmente.
- Marco teórico, el cual sirve de base para entender conceptos claves como la guía de onda rectangular, proceso de diseño de filtros y caracterización de circuitos que serán necesarios durante el desarrollo de este trabajo.
- Estudio del diseño previo, en primer lugar se comprueban algunos de los conceptos que se revisaron en el capítulo anterior llevándolos a la práctica y verificando los resultados obtenidos. A continuación se realiza un diseño previo de un transformador de impedancia obteniendo un modelo circuital, que luego se implementa para obtener el modelo electromagnético y al cual se aplica el método de ajuste modal para comprobar que los resultados obtenidos son correctos. Tras este diseño previo se realiza un diseño final.

- Diseño, en este capítulo se realiza un nuevo diseño de transformador aplicando la experiencia adquirida en los diseños previos, en este capítulo el modelo electromagnético se simulará con el programa de ajuste modal.
- Conclusiones y trabajo futuro, se extraen las conclusiones más importantes que se han obtenido durante la realización de este trabajo, además de marcar las líneas a seguir para un trabajo futuro a partir del trabajo realizado en este documento.

## 2 Marco teórico

### 2.1 LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

Las líneas de transmisión tienen gran importancia en la práctica, porque se usan para sintetizar un componente en microondas.

#### 2.1.1 MODOS DE PROPAGACIÓN DE UNA ONDA ELECTROMAGNÉTICA

Las soluciones completas de las ecuaciones de campo son conocidas de manera analítica para un número limitado de estructuras que se caracterizan por tener una geometría bien definida, la cual es compatible con el sistema de coordenadas que se usa. El campo total en la sección transversal puede ser expresado como una superposición de modos separados. Cada modo se puede caracterizar por sus componentes eléctrico y magnético.

Podemos distinguir los siguientes modos de las ondas electromagnéticas:

- Modos TEM (Transversal Electromagnético), solo tienen componentes de campo transversales a la dirección de propagación  $z$ , es decir que  $E_z = 0$  y  $H_z = 0$ .
- Modos TM (Transversal Magnético), el campo magnético es transversal a la dirección de propagación  $z$ , es decir,  $E_z \neq 0$  y  $H_z = 0$
- Modos TE (Transversal Eléctrico), el campo eléctrico es transversal a la dirección de propagación  $z$ , es decir que  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$
- Modos Híbridos, son aquellos donde hay componentes del campo eléctrico y magnético en la dirección de propagación, es decir,  $E_z \neq 0$  y  $H_z \neq 0$

### 2.2 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Uno de los primeros tipos de líneas de transmisión para el transporte de señales de microondas, y que en la actualidad es usado en bastantes aplicaciones como por ejemplo acopladores, aisladores, atenuadores entre otros. La guía de onda rectangular se caracteriza por las bajas pérdidas que introduce y la capacidad de manejar altas potencias.

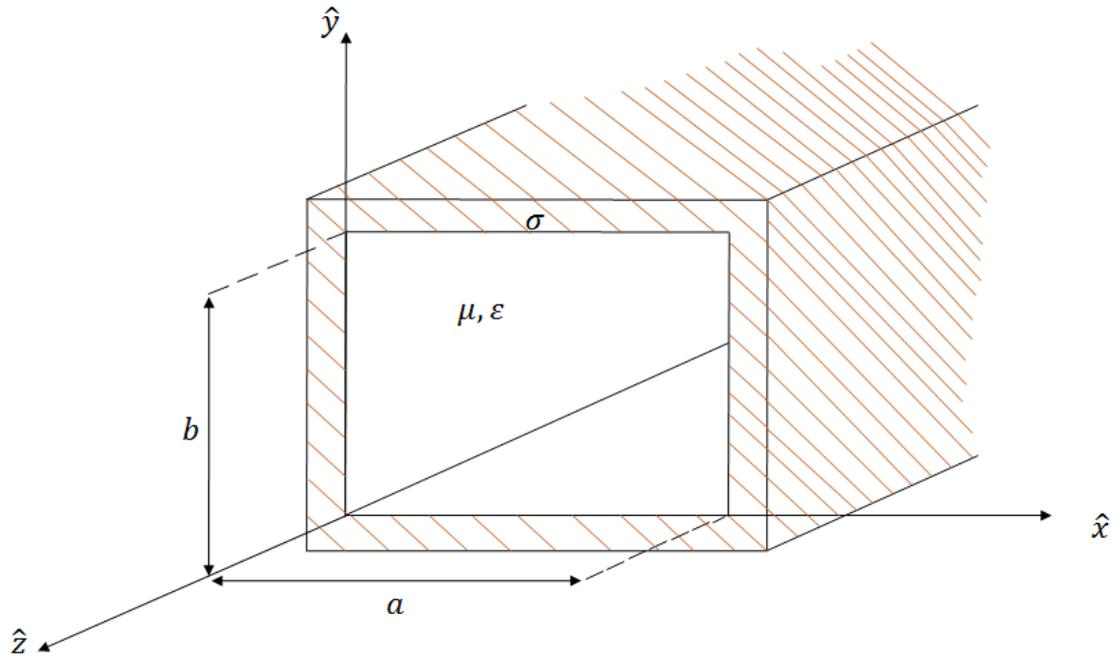


Figura 2.1. Geometría guía de onda rectangular

La figura 2.1 muestra la geometría de una guía de onda rectangular en la que  $a$  es el lado mayor de la guía y está sobre el eje  $\hat{x}$ ,  $b$  es el lado menor de la guía y está sobre el eje  $\hat{y}$ . En la guía se propagan infinitos modos TE y TM en dirección al eje  $\hat{z}$ , pero no los modos TEM ya que solo hay un conductor presente. Se asume que la guía está rellena de un material de dieléctrico sin pérdidas ( $\epsilon = \epsilon_0$  y  $\mu = \mu_0$ ) y las paredes son de conductor perfecto ( $\sigma = \infty$ )

### 2.2.1 MODOS TE

Los modos TE se caracterizan porque el campo en  $E_z = 0$  y  $H_z \neq 0$ , siguiendo el desarrollo de la página 104 en [2] se obtiene la solución de la componente longitudinal del campo magnético con amplitud arbitraria  $P$ :

$$H_z = P \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.1 \text{ a})$$

Las componentes transversales para los modos TE expresan como:

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} P \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.1 \text{ b})$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} P \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.1 \text{ c})$$

$$H_x = \frac{j\gamma m\pi}{k_c^2 a} P \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.1 \text{ d})$$

$$H_y = \frac{j\gamma n\pi}{k_c^2 b} P \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.1 \text{ e})$$

en donde  $m$  representa el número de variaciones horizontales,  $n$  el número de variaciones verticales,  $a$  es el lado mayor de la guía,  $b$  el lado menor de la guía y  $\gamma$  la constante de propagación del modo TE que es:

$$\gamma = \sqrt{-\omega^2 \mu \epsilon + k_c^2} \quad (2.2)$$

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.3)$$

## 2.2.2 MODOS TM

Los modos TM se caracterizan porque el campo en  $E_z \neq 0$  y  $H_z = 0$ , siguiendo el desarrollo de la página 115 en [2] se llega a la solución de la componente longitudinal del campo eléctrico con amplitud arbitraria  $Q$ :

$$E_z = Q \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.4 \text{ a})$$

Las componentes de los campos transversales de los modos TM se expresan como:

$$E_x = \frac{-j\gamma m\pi}{a k_c^2} Q \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.4 \text{ b})$$

$$E_y = \frac{-j\gamma n\pi}{b k_c^2} Q \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.4 \text{ c})$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon n\pi}{b k_c^2} Q \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.4 \text{ d})$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} Q \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.4 e)$$

La constante de propagación en los modos TM es la misma que para los modos TE.

### 2.2.3 MODO FUNDAMENTAL

La combinación de cada valor de  $m$  y  $n$  de las expresiones anteriores de los modos TM y TE da como resultado infinitos modos, y cada uno de esos modos tiene una frecuencia de corte  $f_{c_{mn}}$  a la cual comienza a propagarse:

$$f_{c_{mn}} = \frac{K_{m,n}}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.5)$$

El modo fundamental o dominante es aquel con la menor frecuencia de corte. En la guía de onda rectangular se asume que  $a > b$ , y por tanto el modo con la frecuencia de corte más pequeña es el  $TE_{10}$  ( $m = 1, n = 0$ ), cuya frecuencia de corte es:

$$f_{TE_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.6)$$

## 2.3 CARACTERIZACIÓN DE CIRCUITOS DE MICROONDAS

La matriz de parámetros S (matriz de scattering o de dispersión) se usa para la caracterización de circuitos de microondas, ya que medir tensiones y corrientes puede resultar complicado a las frecuencias a las que se suele trabajar, por eso se suelen dejar en un segundo plano, y se trabaja con la potencia, la cual es más sencilla de medir y caracterizar.

### 2.3.1 ONDAS DE POTENCIA GENERALIZADAS

Se definen las ondas de potencia generalizadas en cada puerta de la red como:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}^*i_i}{\sqrt{8\text{Re}[Z_{0i}]}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{C} \quad (2.7)$$

### 2.3.2 ONDAS DE POTENCIA NO GENERALIZADAS

Se definen las ondas de potencia no generalizada con impedancias de referencias reales de la siguiente forma:

$$a_i = \frac{v_i + Z_{0i}i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad b_i = \frac{v_i - Z_{0i}i_i}{\sqrt{8Z_{0i}}} \quad Z_{0i} \in \mathbb{R} \quad (2.8)$$

### 2.3.3 PARÁMETROS S

Una vez definidas las ondas de potencia, se pueden obtener los parámetros S de la siguiente forma:

- Coeficiente de reflexión: es la relación que hay entre la potencia reflejada por el circuito en la puerta i, y la potencia disponible del generador en la puerta i

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right|_{a_j=0} \quad \forall j \neq i \quad (2.9 \text{ a})$$

$$\text{Pérdidas de retorno [dB]} = -20 \log_{10} |S_{ii}| \quad (2.9 \text{ b})$$

- Coeficiente de transmisión: es la relación que hay entre la potencia entregada en la puerta j, y la potencia disponible del generador en la puerta i.

$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_j=0} \quad \forall j \neq i \quad (2.10 \text{ a})$$

$$\text{Pérdidas de insercción [dB]} = -20 \log_{10} |S_{ji}| \quad (2.10 \text{ b})$$

### 2.3.4 PROPIEDADES DE LOS PARÁMETROS S

- Reciprocidad: una matriz de parámetros S es recíproca si  $[S] = [S]_t$ , esto quiere decir que sus elementos cumplen que  $S_{ij} = S_{ji}$ .
- Unitariedad: es una red pasiva y sin pérdidas, en la que la potencia total entregada es nula, y cumple que  $[S]^{-1} = [S]_t^*$ .

Si un cuadripolo cumple las propiedades anteriores, sus parámetros S deben cumplir que:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.11)$$

$$S_{11} = S_{22} \text{ y } S_{12} = S_{21}, \text{ en módulo y fase} \quad (2.12)$$

## 2.4 FILTROS

Un filtro es una red de dos puertos usado para controlar una respuesta a una determinada frecuencia en un sistema, permitiendo la transmisión a frecuencias que estén dentro de la banda de paso del filtro. En la figura 2.2 se observa el proceso que se debe llevar a cabo para el diseño de un filtro.

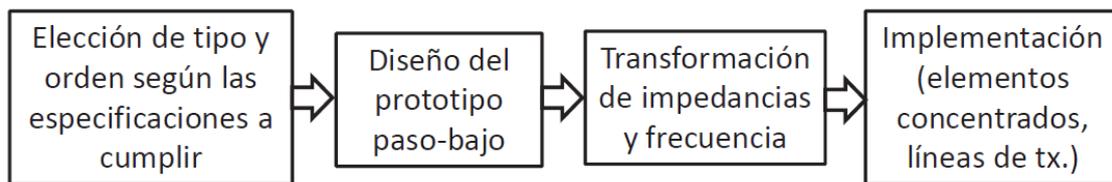


Figura 2.2. Proceso de diseño de un filtro

El método de pérdidas de inserción es la técnica más usada para el diseño de filtros. La respuesta de un filtro está definida por:

$$P_{LR}(\omega) = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2} \quad (2.13)$$

donde  $|\Gamma(\omega)|$  es el coeficiente reflexión visto a la entrada del filtro. El desarrollo completo se puede encontrar en la página 152 [3].

Para filtros equirrizados de Chebyshev, la ecuación (2.13) se define como:

$$P_{LR}(\omega) = 1 + k^2 \left[ T_N \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right) \right]^2 \quad (2.14)$$

donde  $T_N$  es el polinomio de Chebyshev de orden  $N$ , y  $k$  sirve para controlar el valor de rizado  $\epsilon$  en (db).

### 2.4.1 FILTROS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

Para el diseño del prototipo paso bajo con elementos concentrados se usan circuitos en Pi o T con un número de elementos igual al orden  $N$  del filtro. Estas estructuras son las siguientes:

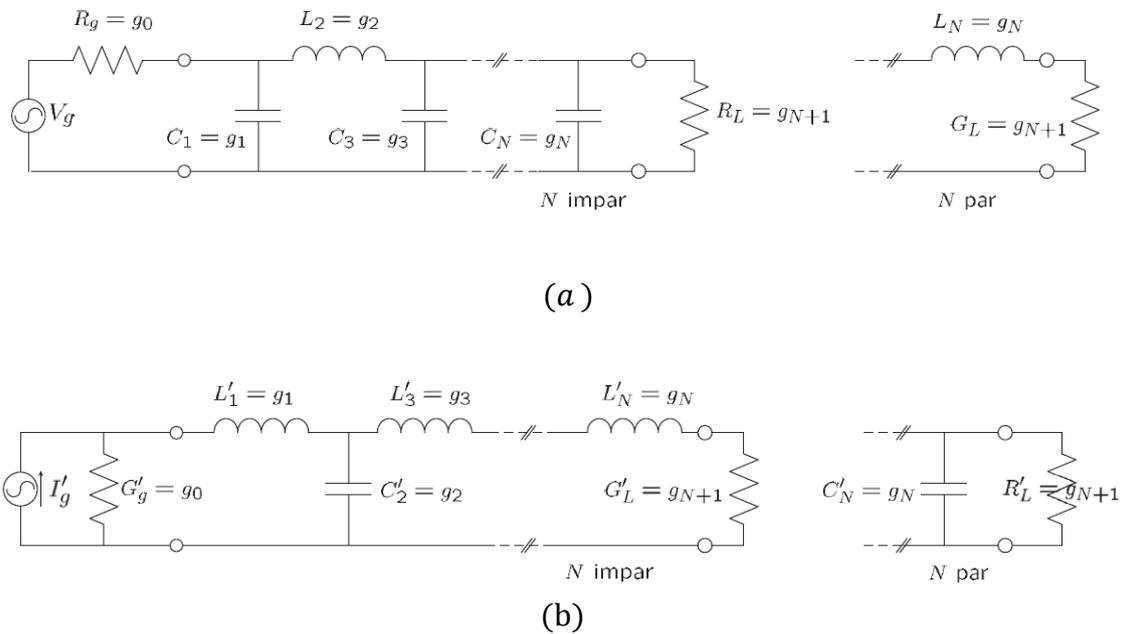


Figura 2.3. (a) Estructura circuito en Pi, (b) estructura circuito en T

Los valores de  $g_i$  vienen dados en tablas para valores normalizados de  $g_0 = 1$  y  $\omega_c = 1$  para diferentes órdenes. Para el prototipo normalizado paso-bajo de Chebyshev estas tablas se encuentran en [4]. La formulación de cómo obtener estos parámetros se puede encontrar en [4]. La transformación de frecuencia e impedancia para el prototipo paso bajo es:

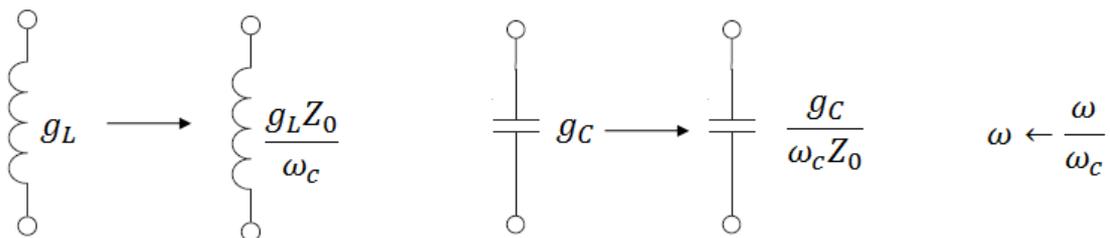


Figura 2.4. Transformación de frecuencia e impedancia prototipo paso bajo

## 2.4.2 FILTROS SEMICONCENTRADOS. SECCIONES CORTAS

Una forma fácil para implementar filtros paso bajo es alternando secciones cortas de líneas de transmisión con impedancia alta e impedancia baja. Este tipo de diseño al ser una aproximación tiene como desventaja que no ofrece las mismas prestaciones como lo hacen los filtros con stubs, pero se pueden usar en aplicaciones en las que no se requiera una caída abrupta en la banda de transición. El circuito equivalente para una sección corta de línea de transmisión de longitud  $l$  tal que  $\beta l < \pi/2$ , se aproxima como:

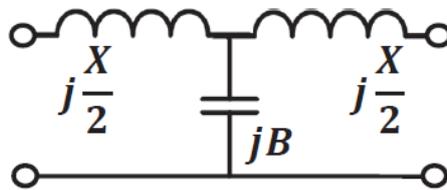


Figura 2.5. Circuito equivalente para una sección corta de línea de transmisión

De la figura 2.5 se sacan las siguientes relaciones:

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\beta \frac{l}{2}\right), \quad B = \frac{1}{Z_0} \sin(\beta l) \quad (2.15)$$

A partir de la ecuación (2.15), para una sección muy corta y con una impedancia de línea muy baja, obtenemos que:

$$X \cong 0 \quad B \cong \beta l / Z_0 \quad (2.16)$$

Para una sección muy corta y una impedancia de línea muy alta tenemos que:

$$X \cong Z_0 \beta l \quad B \cong 0 \quad (2.17)$$

El desarrollo de las expresiones anteriores se encuentra detalladamente en [3]. La síntesis de un filtro con secciones cortas a partir de los elementos concentrados es la siguiente:

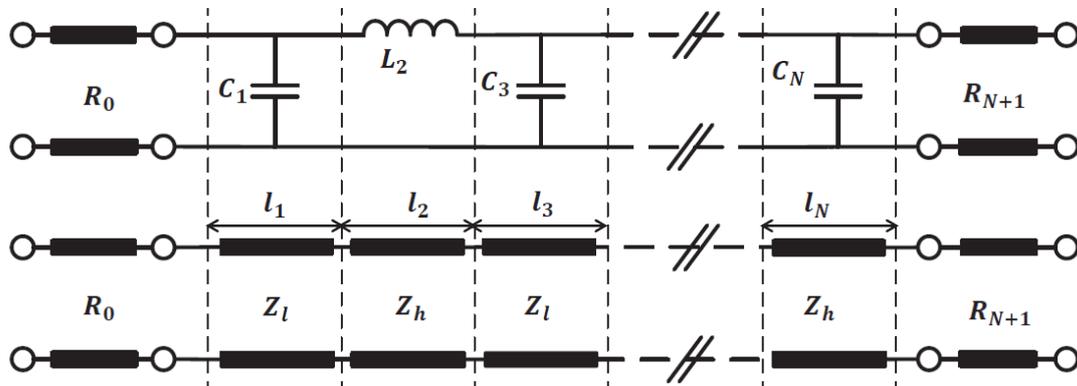


Figura 2.6. Diseño de filtro paso bajo con elementos concentrado y secciones cortas

# 3 Estudio previo: diseño transformador de impedancia

En este capítulo se va llevar a cabo un diseño previo de transformador de impedancias usando los modelos circuitales en cascada en Pi y en T, mencionados en el capítulo anterior. El objetivo de esta capítulo es familiarizarse con los transformadores y explicar el proceso de diseño. En el siguiente capítulo se abordara un diseño más cercano a lo que se pediría en una aplicación real.

El diseño se desarrolla en diferentes etapas:

- Diseño de filtros paso bajo con elementos concentrados y secciones cortas.
- Diseño de transformador de impedancias con elementos concentrados y secciones cortas.
- Diseño transformador en guía de onda rectangular.
- Simulación del diseño en guía de onda rectangular con el método de ajuste modal.

## 3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS

En primer lugar se especifican las condiciones de diseño para el transformador en guía de onda rectangular:

- Número de secciones de guía 6.
- Ancho de banda fraccional  $\omega = 0.2$  con frecuencia central de trabajo a 9 GHz, la banda de trabajo abarca desde los 8.1 GHz hasta los 9.9 GHz.
- Guía de entrada del transformador WR-90.
- Guía de salida del transformador WR-90 modificada su altura, con ratio de transformación de impedancia /admitancia ( $r=1.5$ ).
- Adaptación en la banda de trabajo por debajo de -20dB.

## 3.2 DISEÑO DE FILTROS PASO BAJO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS Y SECCIONES CORTAS

En esta primera etapa se ha llevado a cabo el diseño de filtros paso bajo Chebyshev de orden par, tanto para elementos concentrados como para secciones cortas. Se ha decidido trabajar

con filtros paso bajo Chebyshev ya que cuando el número de elementos que conforman el filtro es par, la impedancia de entrada nominal es diferente a la impedancia de salida, y por tanto se está diseñando una primera aproximación a un transformador de impedancia en este caso con elementos concentrados y/o secciones cortas.

La implementación de un filtro paso bajo se puede realizar en programas de diseño como ADS (Advanced Design System), pero para este trabajo se desarrollan scripts en Matlab. Estos scripts calculan los valores de los elementos necesarios para el filtro además de calcular la matriz de dispersión del circuito. Los valores de los elementos que se han obtenido de los scripts son usados para el diseño en ADS, de tal forma que al realizar la simulación se debe comprobar que la matriz de dispersión obtenida en ADS es igual a la matriz que se calcula con los scripts, tal que al representar los parámetros de reflexión  $|S_{11}|$  y transmisión  $|S_{21}|$  de las respuestas obtenidas, estos deben coincidir totalmente.

Para esta primera etapa de diseño la única especificación que se tendrá en cuenta será el número de elementos que forma el filtro, 6. La frecuencia de corte y el rizado del filtro serán parámetros de libre elección.

En esta etapa el objetivo es conseguir el correcto funcionamiento de los scripts que se realicen, ya que se usan durante la realización de este trabajo.

### 3.2.1 FILTRO PASO BAJO CHEBYSHEV CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

En el diseño con elementos concentrados, los scripts en Matlab devuelven el valor de las bobinas y condensadores correspondientes al modelo de estructura circuital que se implementa. Estos se usan en ADS para la simulación. El diseño con elementos concentrados será el punto de partida de nuestro modelo circuital. A continuación se muestra la respuesta del filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con frecuencia de corte 1 GHz y rizado de 0,5 dB a para dos tipos de estructura de circuito:

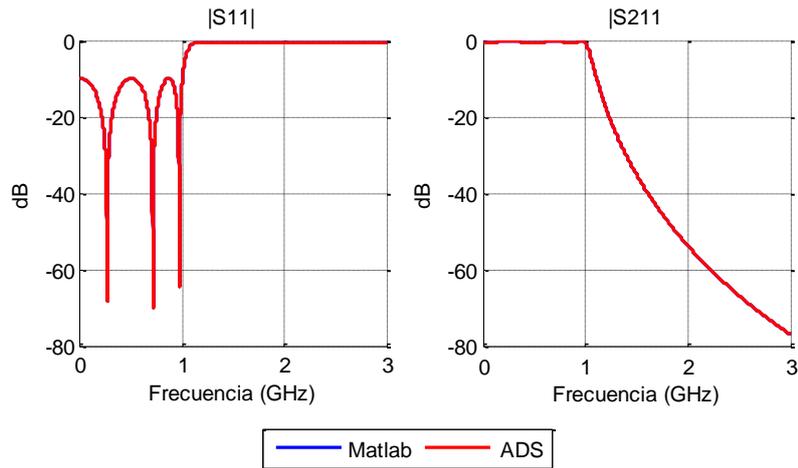


Figura 3.1. Respuesta filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con elementos concentrados circuito en T

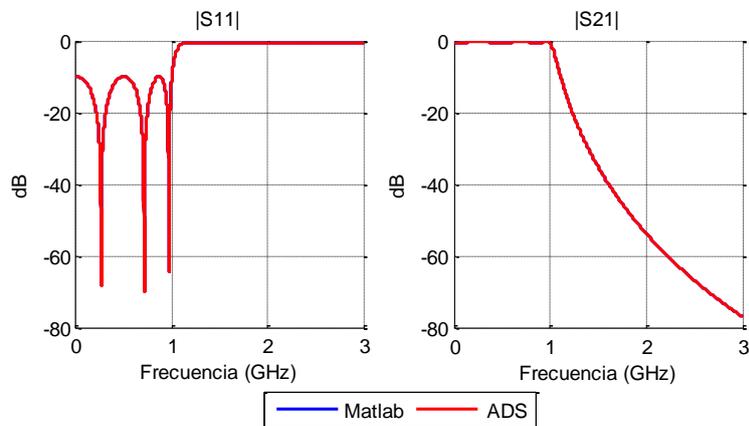


Figura 3.2. Respuesta filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con elementos concentrado circuito en Pi

Como se puede observar, tanto para el circuito en T como en Pi, al superponer la respuesta obtenida en ADS con la de Matlab, éstas son iguales y por tanto los scripts se han codificado correctamente.

### 3.2.2 FILTRO PASO BAJO CHEBYSHEV CON SECCIONES CORTAS

Para el diseño del filtro con secciones cortas, el script en Matlab nos devuelve las longitudes eléctricas que se usan en ADS para las líneas de transmisión. Además de las especificaciones de diseño que se han mencionado anteriormente, para el diseño con líneas de transmisión será necesario especificar los valores de impedancia alta ( $Z_h$ ) e impedancia baja ( $Z_l$ ) que tendrá cada línea. Estos valores serán de libre elección en esta etapa de diseño. En este caso estos valores son  $Z_h = 200 \Omega$  y  $Z_l = 17 \Omega$ . Las respuestas obtenidas para el diseño con líneas de transmisión para un filtro paso bajo con frecuencia de corte de 1GHz y rizado de 0,5 dB se muestran a continuación:

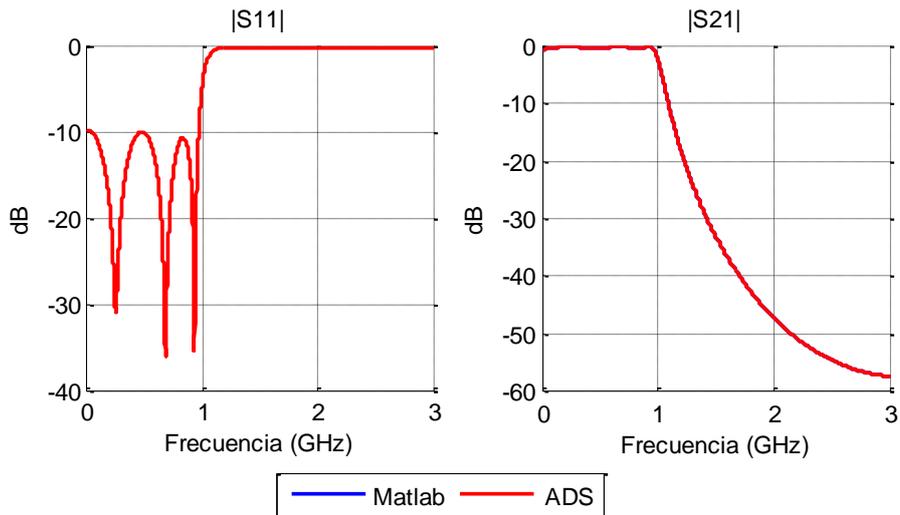


Figura 3.3. Filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con secciones cortas circuito en T

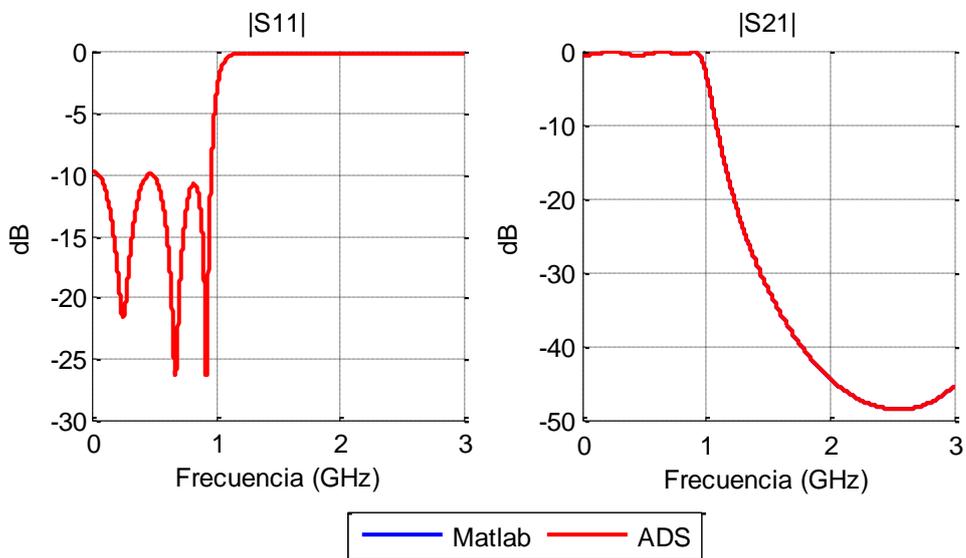


Figura 3.4. Filtro paso bajo Chebyshev de orden 6 con secciones cortas circuito en Pi

Comparando las respuestas del diseño en secciones cortas para los dos tipos de circuito, se observa que la respuesta de Matlab y la obtenida en ADS son iguales, y por tanto los scripts se han codificado correctamente.

### 3.3 DISEÑO DE TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIAS CON ELEMENTOS CONCENTRADOS Y SECCIONES CORTAS

En esta etapa se realiza el diseño del transformador de impedancias con elementos concentrados, y a continuación en secciones cortas. Teniendo en cuenta las especificaciones que se quieren conseguir en el diseño que se va a realizar en guía de onda rectangular, se lleva a cabo el diseño con elementos concentrados ya que es el modelo circuital más sencillo

de implementar, y con el cual se puede comparar como puede verse afectada la respuesta durante el proceso de diseño cuando se implemente con líneas de transmisión y en guía de onda rectangular.

Esta etapa de diseño se ha llevado a cabo en paralelo con la siguiente etapa ya que es importante comparar los resultados obtenidos del modelo circuital respecto al modelo electromagnético, aunque aquí solo se mostrarán los resultados obtenidos del modelo circuital.

Los scripts descritos en la etapa anterior son usados en esta etapa pero se han llevado cabo algunas modificaciones, tanto para el diseño con elementos concentrados como para los de líneas de transmisión. A continuación se resumen las modificaciones realizadas en estos:

- Cálculo de los parámetros G, en esta fase los parámetros G que se usan para hallar los valores de los elementos concentrados y las longitudes eléctricas de las líneas, se obtienen de [5] de las tablas 8(a)- (c) para  $n = 6$ ,  $r = 1,5$  y  $\omega = 0.2$ . En estas tres tablas se especifica el valor de  $g_1$ ,  $g_2$  y  $g_3$ . Los restantes valores se calculan de la siguiente manera:

$$g_4 = \frac{g_3}{r} \quad g_5 = g_2 \cdot r \quad g_6 = \frac{g_1}{r} \quad g_7 = r \quad (3.1)$$

- En los scripts usados para la implementación del diseño en líneas de transmisión, el cálculo de las longitudes eléctricas se hace con la constante de fase ( $\beta_{TE_{10}}$ ) del modo fundamental de la guía de onda rectangular ( $TE_{10}$ ), esto se hace para poder conseguir una aproximación de la respuesta que se podría obtener en la guía de onda rectangular. La constante de fase se calcula de la siguiente forma:

$$\beta_{TE_{10}} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3.2)$$

Donde  $\lambda_g$  es la longitud de la guía de onda:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3.3)$$

- Como se ha mencionado antes, para el diseño con líneas de transmisión se debe especificar el valor de impedancia alta ( $Z_h$ ) e impedancia baja ( $Z_l$ ). Anteriormente estos dos valores eran de libre elección. En el desarrollo de este trabajo se busca que el valor de  $Z_l$  sea fijo y el valor de  $Z_h$  sea el que tome distintos valores. Es importante tener en cuenta que para el diseño en líneas de transmisión la impedancia alta ( $Z_h$ ) e impedancia baja ( $Z_l$ ) de cada línea se corresponde con la altura máxima ( $b_{max}$ ) o mínima ( $b_{min}$ ) respectivamente, en cada sección adaptadora. En la figura 3.5 se puede ver la forma en la que se relacionan las alturas de las guías con las impedancias características de las líneas de transmisión.

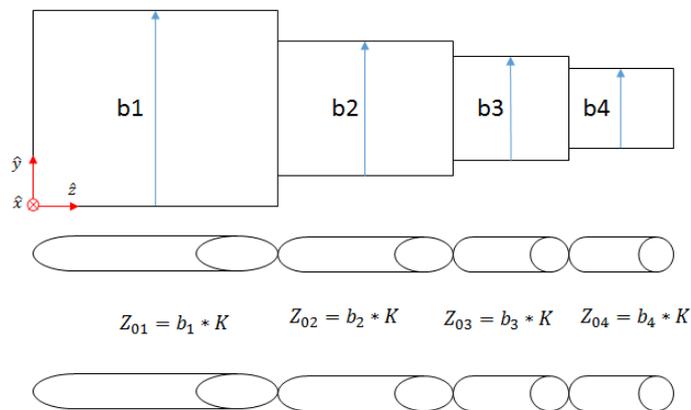


Figura 3.5. Relación entre impedancia característica de la línea de transmisión y altura de una guía de onda rectangular (vista longitudinal)

Por tanto la relación que hay entre la altura de la guía y la impedancia característica de las líneas de transmisión viene dada por:

$$Z_0 = b * K \quad (3.4)$$

en donde  $b$  es la altura de la guía y  $K$  representa un factor de conversión. Por tanto, teniendo en cuenta lo anterior para el diseño con elementos concentrados y líneas de transmisión se deben definir las impedancias de entrada y salida del circuito.

La impedancia de entrada y salida depende de la guía de onda que se vaya a usar. Como se ha mencionado en las consideraciones previas, la guía de entrada será la WR-90 con dimensiones  $a = 22,86 \text{ mm}$  y  $b = 10,16 \text{ mm}$  y por tanto:

$$Z_{in} = 10,16 * K \quad (3.5)$$

La guía de onda de salida es la misma WR-90 pero modificada su altura por un valor de ratio de transformación de impedancia o admitancia ( $r = 1.5$ ), que depende del tipo de estructura del circuito. Para una estructura en circuito en T la impedancia de salida queda definida como:

$$Z_{out} = Z_{in} * r \quad (3.6)$$

Para una estructura en circuito Pi la impedancia de salida quedara definida como:

$$Z_{out} = \frac{Z_{in}}{r} \quad (3.7)$$

### 3.3.1 DISEÑO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

Usando el script de Matlab para el diseño con elementos concentrados y con las modificaciones que se han hecho, obtenemos los valores de los elementos para la implementación del circuito con los modelos de estructura:

	<b>Modelo en T</b>	<b>Modelo en Pi</b>
	valor	valor
<b>1</b>	0,993 nH	0,096 pF
<b>2</b>	0,159 pF	1,642 nH
<b>3</b>	2,500 nH	0,242 pF
<b>4</b>	0,161 pF	1,667 nH
<b>5</b>	2,463 nH	0,238 pF
<b>6</b>	0,064 pF	0,662 nH

*Tabla 3.1. Valores de implementación para el diseño con elementos concentrados*

Si para la ecuación (3.5)  $K = 10000$  se obtiene que la impedancia de entrada del circuito, tanto para el modelo en T como en Pi es  $Z_{in} = 101,6 \Omega$ .

Para el modelo en T de la ecuación (3.6) se obtiene que  $Z_{out} = 152,4 \Omega$ , la respuesta de este circuito se presenta en la figura 3.6.

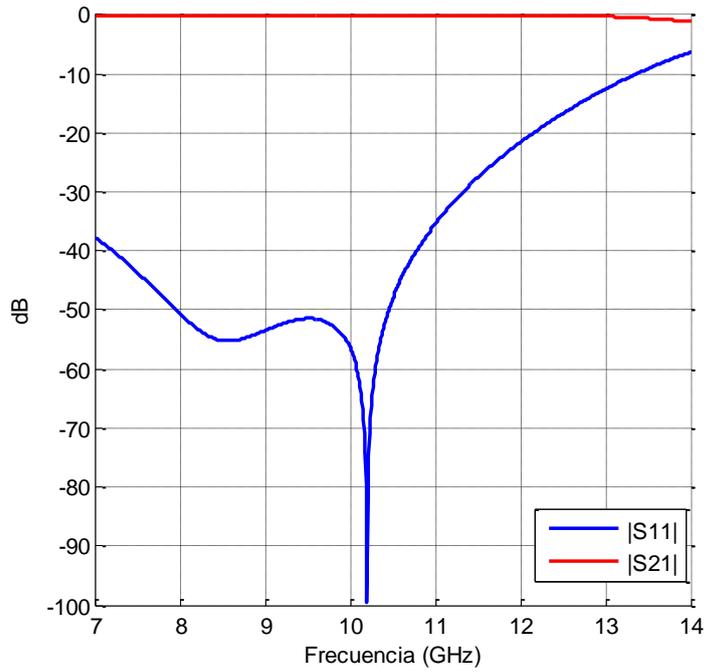


Figura 3.6. Respuesta con elementos concentrados circuito en T

Para el modelo en Pi de la ecuación (3.7) se obtiene que el valor de  $Z_{out} = 67,73 \Omega$ , y la respuesta obtenida es la se muestra en la figura 3.7.

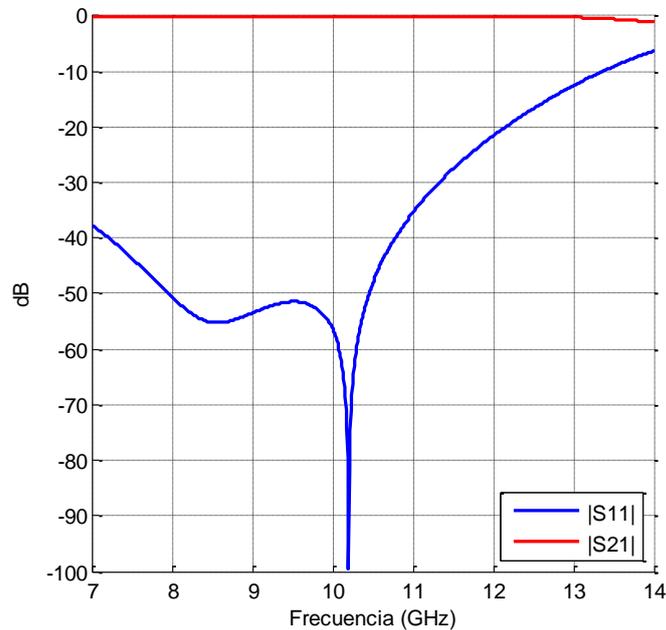


Figura 3.7. Respuesta con elementos concentrados circuito en Pi

Tras el diseño con elementos concentrados con los dos modelos de circuito, se observa que en la banda de trabajo la adaptación está por debajo de -20 dB y por tanto el modelo circuital cumple las especificaciones requeridas.

### 3.3.2 DISEÑO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

El siguiente paso es el diseño con secciones cortas. Si  $Z_l \ll Z_h$ , la respuesta en líneas de transmisión se aproximará a la respuesta con elementos concentrados. En las figuras 3.8 y 3.9 se observa la respuesta en líneas de transmisión por la que se propaga un modo TEM para un modelo de circuito en T y Pi respectivamente, cuando  $Z_l$  es un valor que se mantiene y  $Z_h$  varía. Si seguimos este criterio de diseño para este trabajo, se debería dejar el valor de  $Z_l$  y  $b_{min}$  fijo, y el valor de  $Z_h$  y  $b_{max}$  que se pueda ajustar de tal manera que se cumplan los requisitos de diseño.

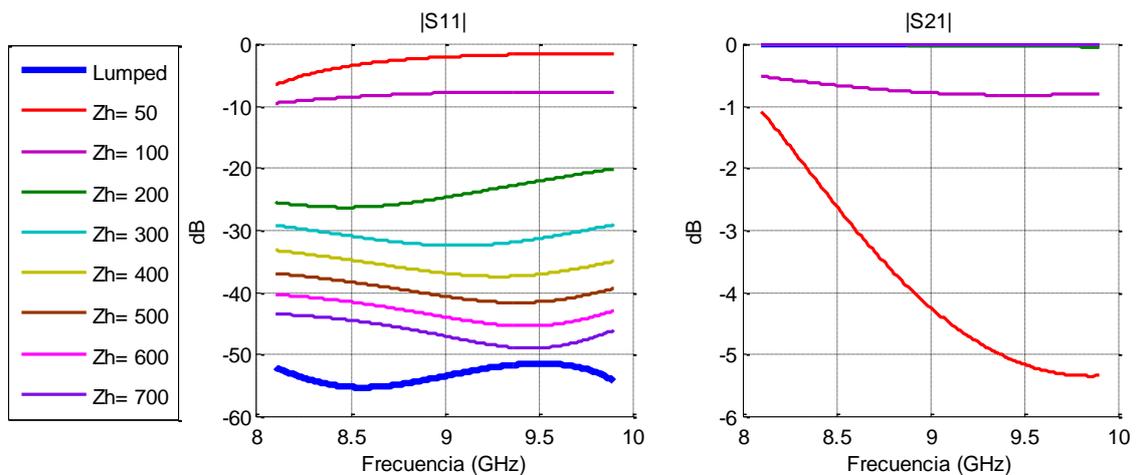


Figura 3.8. Respuesta transformador circuito en T, elementos concentrados y líneas de transmisión con  $Z_l = 10 \Omega$

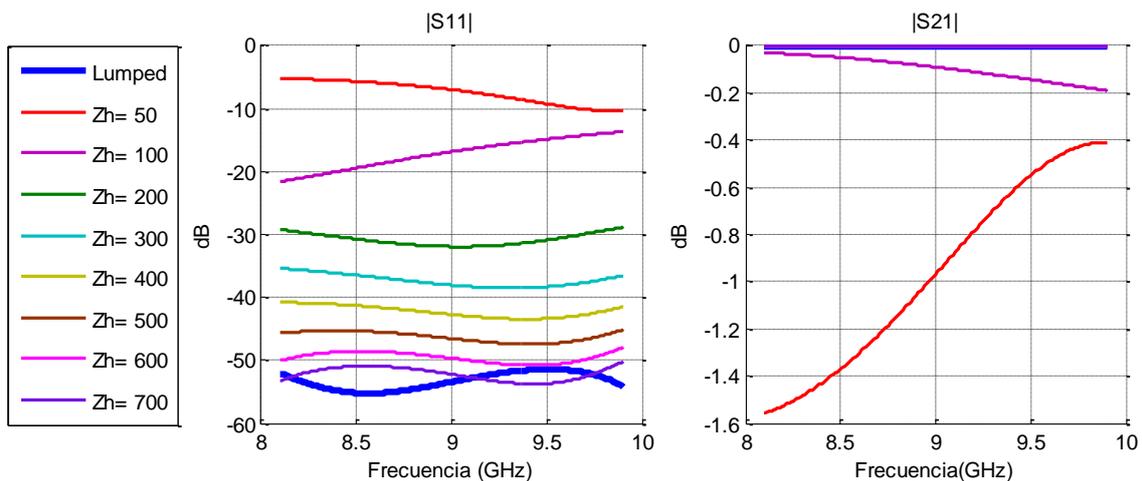


Figura 3.9. Respuesta transformador circuito en Pi, elementos concentrados y líneas de transmisión con  $Z_l = 10 \Omega$

Para el diseño con líneas de transmisión, el valor de  $Z_h$  está relacionado con el valor de altura máxima ( $b_{max}$ ) que podrán tener las secciones adaptadoras. Por tanto, para el cálculo del

valor  $Z_h$  se tiene en cuenta la frecuencia superior de la banda de trabajo y la frecuencia de corte del primer modo superior de la guía de onda rectangular. Así, entre este rango de frecuencias se podrá calcular el valor de  $Z_h$  usando la relación de la ecuación (3.4), y asumiendo que la frecuencia que se seleccione para el cálculo de  $Z_h$  será la frecuencia de corte del primer modo superior de la guía, con el cual se obtendrá el valor de  $b_{max}$ .

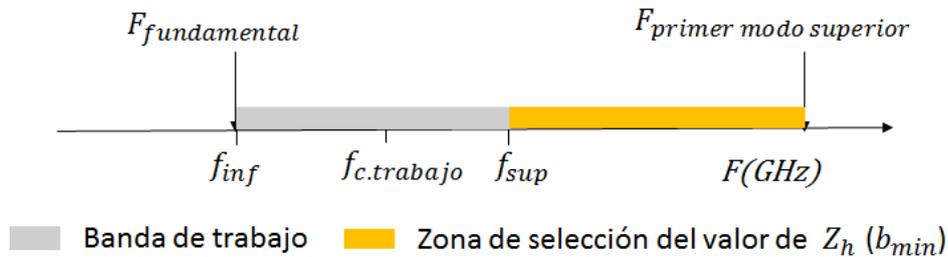


Figura 3.10. Criterio de selección del valor de  $Z_h$

Teniendo en cuenta la simetría que tendrá el diseño en guía de onda rectangular, la frecuencia de corte del primer modo superior puede ser una u otra, y esto hará que el rango entre el que se pueda elegir el valor de  $Z_h$  sea más amplio o más estrecho. Por la simetría del diseño que se usará para este trabajo, la frecuencia de corte del primer modo superior es la del modo  $TE_{12}$  y  $TE_{21}$  (que son modos degenerados). Por tanto, el rango de frecuencias en el cual se podrá ajustar el valor de  $Z_h$  está entre los 9,9 GHz que se corresponde con la frecuencia de superior de la banda de trabajo y los 30,24 GHz que se corresponde con la frecuencia de corte del primer modo superior en la guía de onda rectangular WR-90 de la guía de entrada.

Si la frecuencia de corte del modo  $TE_{12}$  se fijara en 9,9 GHz, el valor máximo que tendrá  $b_{max}$  será de 40,47 mm, y el valor mínimo de  $b_{max}$  será de 10,16 mm, que es la altura de la guía WR-90. Con estos valores de alturas y usando la ecuación (3.4) en la que  $K = 10000$  se obtendrá el valor de la impedancia alta ( $Z_h$ ), puede estar entre los 404,7  $\Omega$  y los 101,6  $\Omega$ . Si se selecciona el valor máximo de impedancia  $Z_h$  y el valor de  $Z_l = 10 \Omega$ , las respuestas en líneas de transmisión que se obtendrían se muestran en las figuras 3.11 y 3.12 para las dos estructuras del circuito.

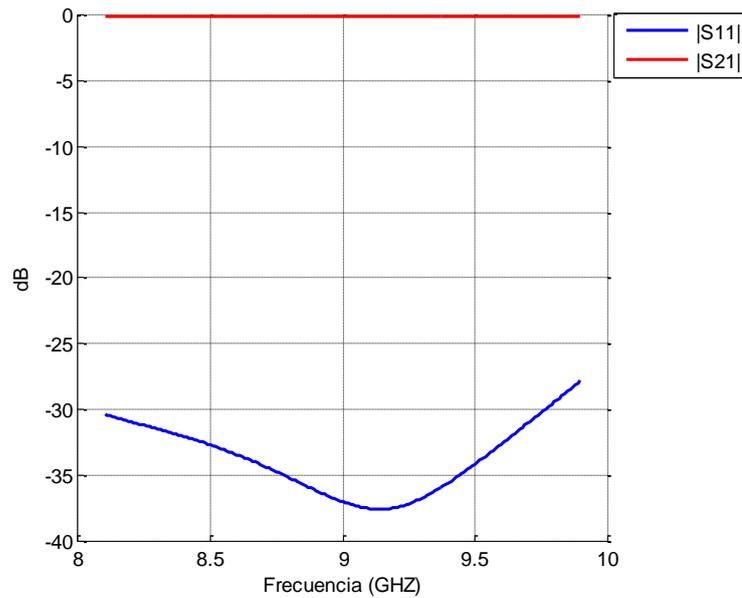


Figura 3.11. Respuesta con líneas de transmisión circuito en T, con  $Z_h = 404,7 \Omega$  y  $Z_l = 10 \Omega$

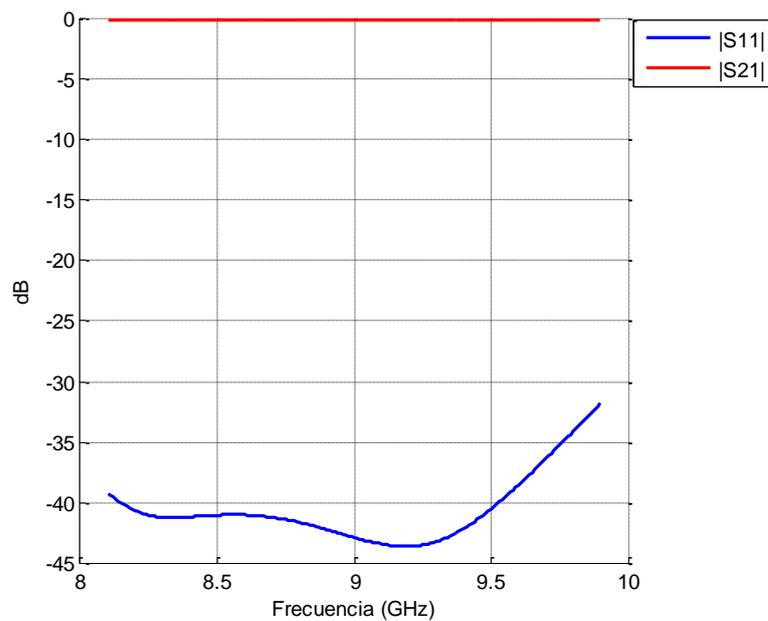


Figura 3.12. Respuesta con líneas de transmisión circuito en Pi, con  $Z_h = 404,7 \Omega$  y  $Z_l = 10 \Omega$

### 3.4 DISEÑO TRANSFORMADOR EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

A continuación se hace el diseño en guía de onda rectangular, en el cual se asume que el valor de  $b_{max}=40,47 \text{ mm}$  y  $b_{min} = 1 \text{ mm}$ , que se corresponde con el valor de  $Z_l$  del diseño en líneas de transmisión. La respuesta obtenida en guía se comparará con las respuestas de los diseños con elementos concentrados y líneas de transmisión.

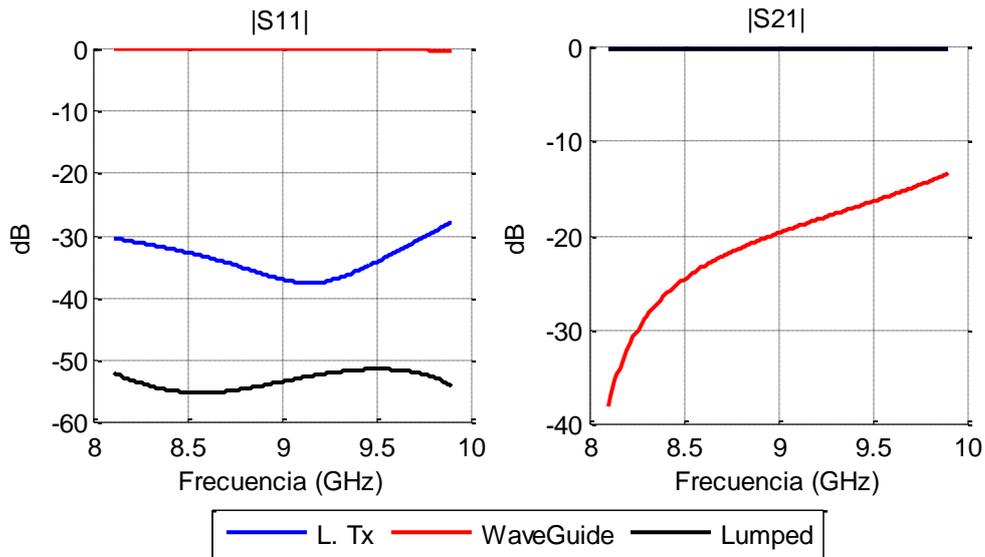


Figura 3.13. Respuestas modelo circuital y electromagnético circuito en T

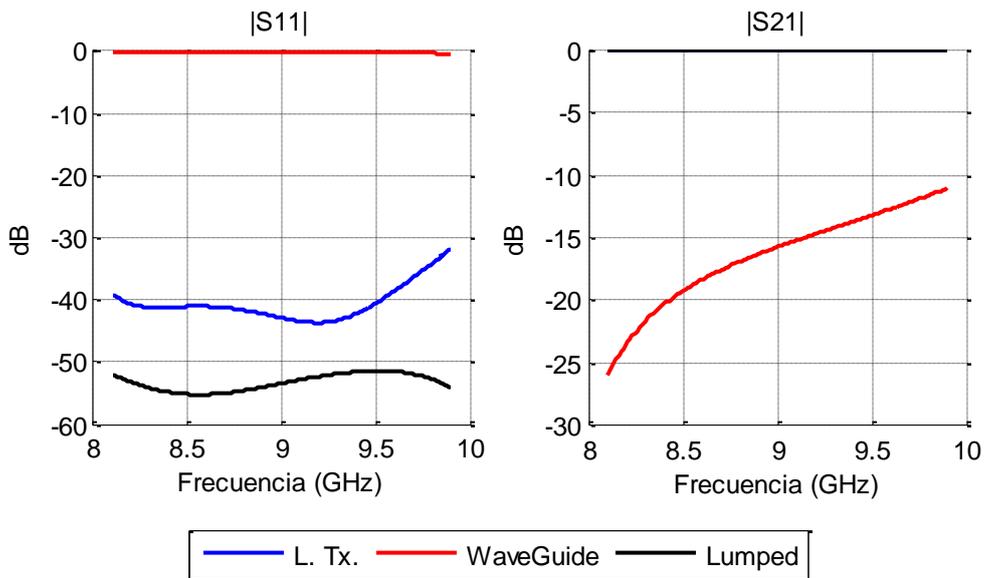


Figura 3.14. Respuestas modelo circuital y electromagnético circuito en Pi

Comparando las respuestas obtenidas del modelo circuital (elementos concentrados y líneas de transmisión) y la respuesta obtenida del modelo electromagnético con CST, se puede ver como el modelo electromagnético no cumple las especificaciones de diseño en la banda de trabajo. Por tanto, se seleccionarán aquellos valores de  $b_{min}$  y  $b_{max}$ , que comprueben que en la banda de trabajo haya transmisión.

- Para el Modelo en T, la tabla 3.2 muestra para algunos valores seleccionados de  $b_{min}$ , variando el valor de  $b_{max}$ , se pretende comprobar la respuesta del modelo circuital y electromagnético para ver cómo cambia respecto al resultado anterior.

<b>BMIN (MM)</b>	<b>VARIACIÓN FCTE12 (%)</b>	<b>BMAX (MM)</b>
7	0,7	18,49
8	0,6	19,94
8	0,65	19,19

Tabla 3.2. Selección de valores para el modelo en T

A continuación se representan las respuestas obtenidas en el modelo de elementos concentrados, líneas de transmisión y modelo electromagnético que se han obtenido con los valores de la tabla anteriores:

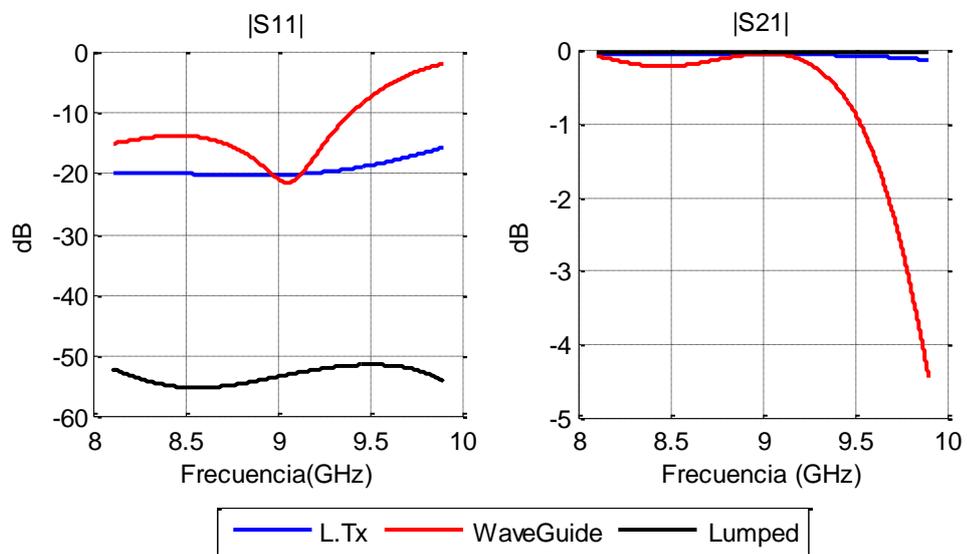


Figura 3.15. Modelo T,  $b_{min}= 7 \text{ mm}$ ,  $b_{max}= 18,49 \text{ mm}$

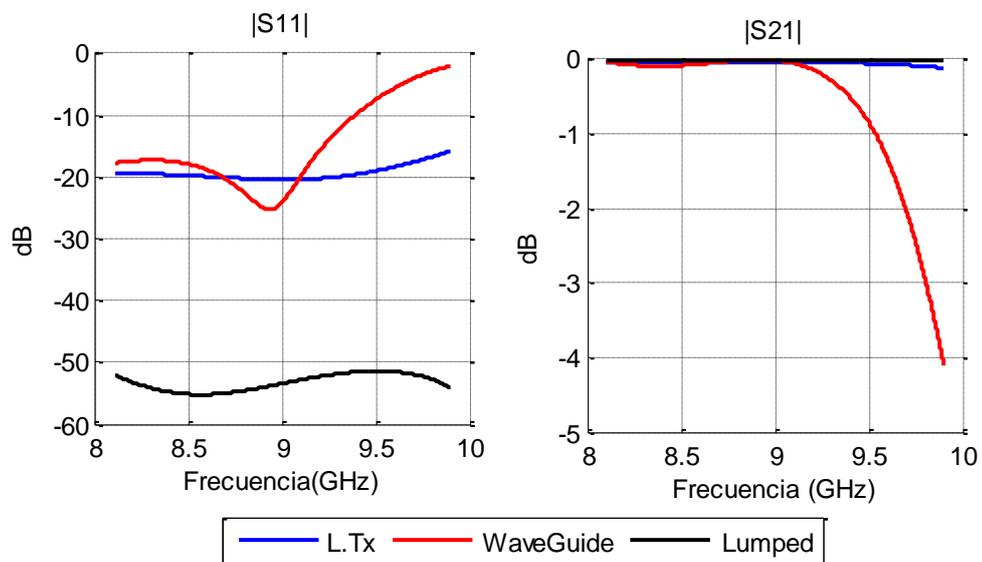


Figura 3.16. Modelo T, con  $b_{min}= 8 \text{ mm}$ ,  $b_{max} = 19,94 \text{ mm}$

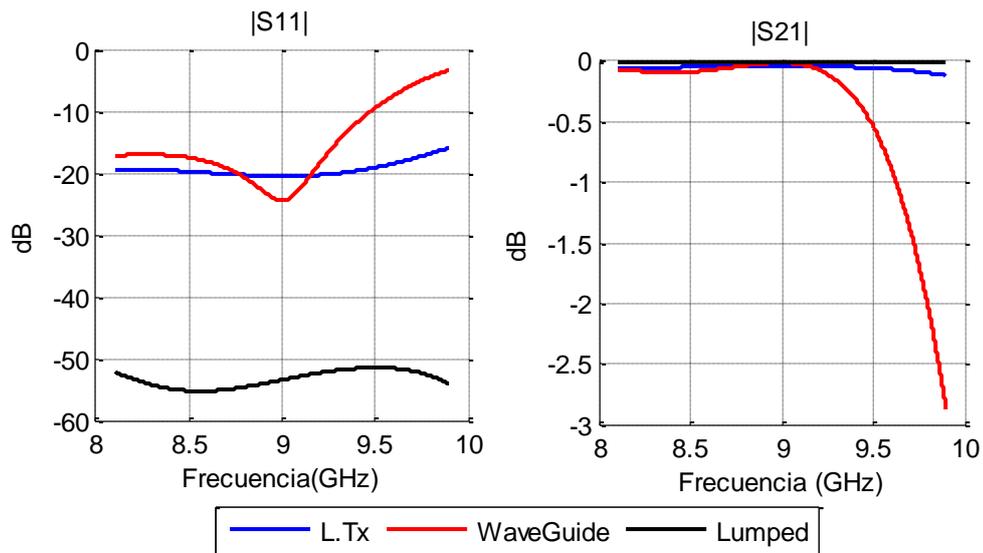


Figura 3.17. Modelo T, con  $b_{min}= 8 \text{ mm}$ ,  $b_{max}=19,19 \text{ mm}$

- Para el modelo Pi, la tabla 3.3 muestra para algunos valores seleccionados de  $b_{min}$ , variando el valor de  $b_{max}$ , se pretende comprobar la respuesta del modelo circuital y electromagnético para ver cómo cambia respecto al resultado anterior

Bmin (mm)	Variación FcTE12 (%)	Bmax (mm)
5	0,7	18,49
5	0,81	17,14

Tabla 3.3. Selección de valores para el modelo en Pi

A continuación se representan las respuestas obtenidas en el modelo de elementos concentrados, líneas de transmisión y modelo electromagnético que se han obtenido con los valores de la tabla anteriores:

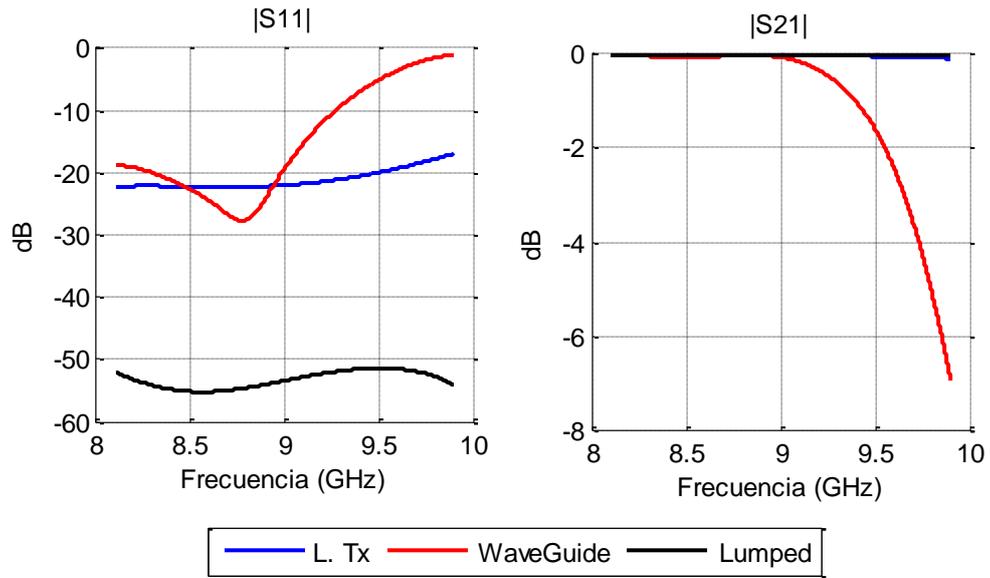


Figura 3.18. Modelo Pi,  $b_{min} = 5 \text{ mm}$ ,  $b_{max} = 18,49 \text{ mm}$

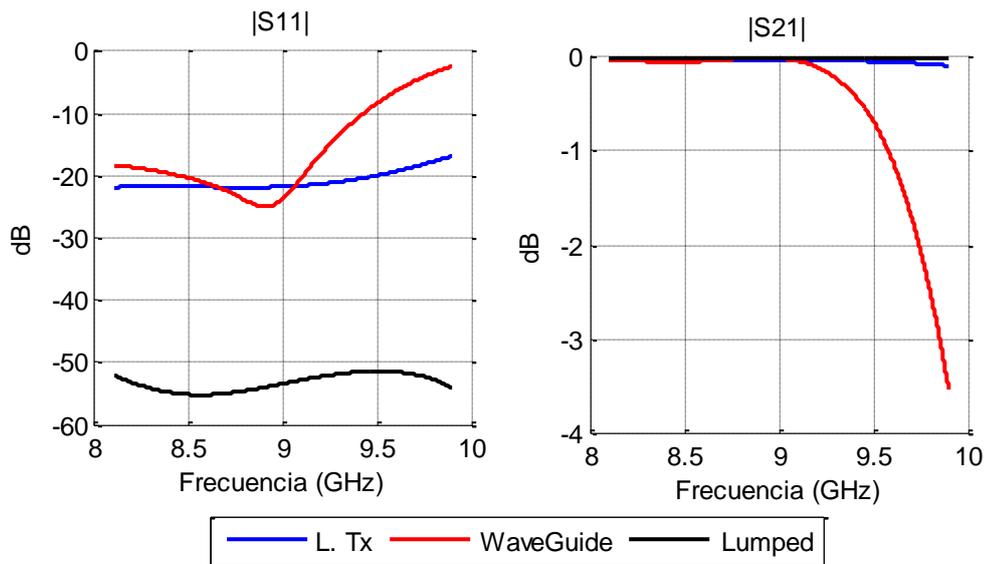


Figura 3.19. Modelo Pi,  $b_{min} = 5 \text{ mm}$ ,  $b_{max} = 17,14 \text{ mm}$

Como se puede comprobar, cambiando los valores de  $b_{min}$  y  $b_{max}$ , el modelo electromagnético mejora respecto a los primeros resultados que se muestran en las figuras 3.13 y 3.14.

### 3.4.1 OPTIMIZACIÓN

Con los resultados obtenidos anteriormente se observó como las respuestas del modelo circuital y electromagnético no llegan a ser las mismas en toda la banda de trabajo. Con los valores de  $b_{min}$  y  $b_{max}$  que se han seleccionado para cada uno de los modelos, estas respuestas son muy parecidas entre sí. El siguiente paso es a partir de los resultados obtenidos anteriormente llevar a cabo un proceso de optimización para conseguir el objetivo marcado. Esta optimización se lleva a cabo con una de las opciones que tiene CST, la cual permite mejorar los resultados del parámetro  $|s_{11}|$  a partir de unos valores asociados al diseño. Para conseguir mejorar el parámetro  $|s_{11}|$ , se optimizaran las longitudes de las guías adaptadoras. El objetivo es conseguir que el parámetro  $|s_{11}|$  esté por debajo de -20 dB en todo el ancho de banda de trabajo.

Para el diseño del modelo en T se han seleccionado como valores de diseño  $b_{min} = 8 \text{ mm}$  y  $b_{max} = 19.19 \text{ mm}$ . Tras el proceso de optimización se consigue adaptación por debajo de -20 dB en la banda trabajo.

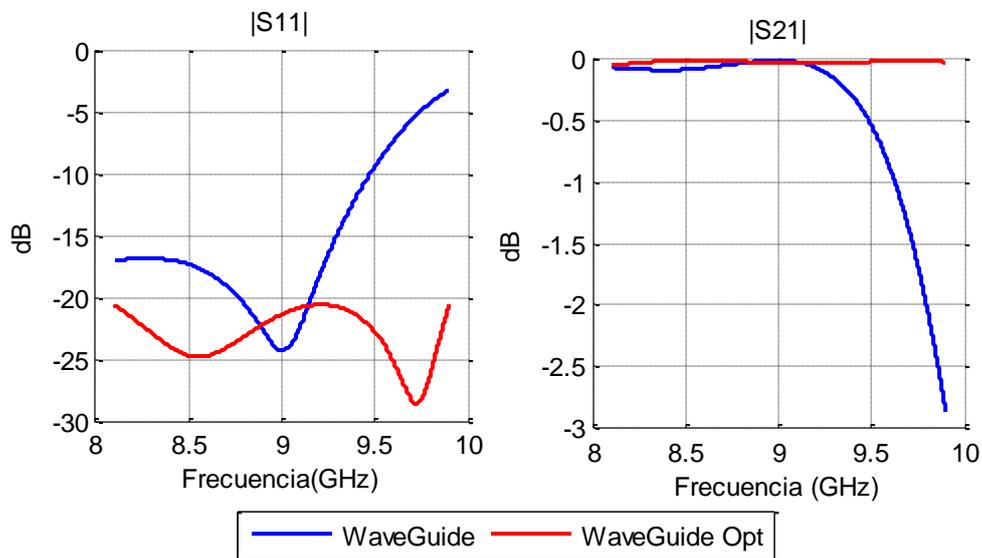


Figura 3.20. Respuesta transformador de impedancia modelo en T antes y después de la optimización

En la figura 3.21 se muestra la estructura del circuito en T, que se obtiene del diseño en CST tras la optimización:

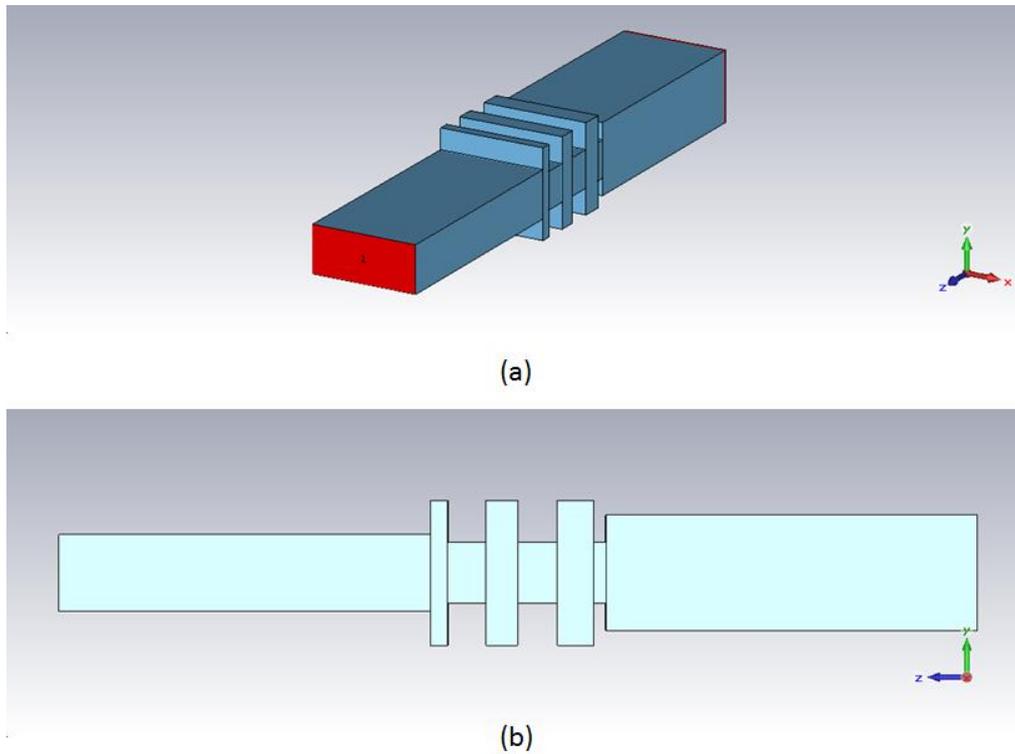


Figura 3.21. Estructura en T modelo electromagnético (a) Perspectiva de estructura, (b) vista longitudinal

Para el modelo en Pi se han seleccionado los valores de diseño de  $b_{min} = 5 \text{ mm}$  y  $b_{max} = 17.14 \text{ mm}$ . Llevando a cabo el proceso de optimización se consigue adaptar en la banda de trabajo por debajo de los  $-20 \text{ dB}$ .

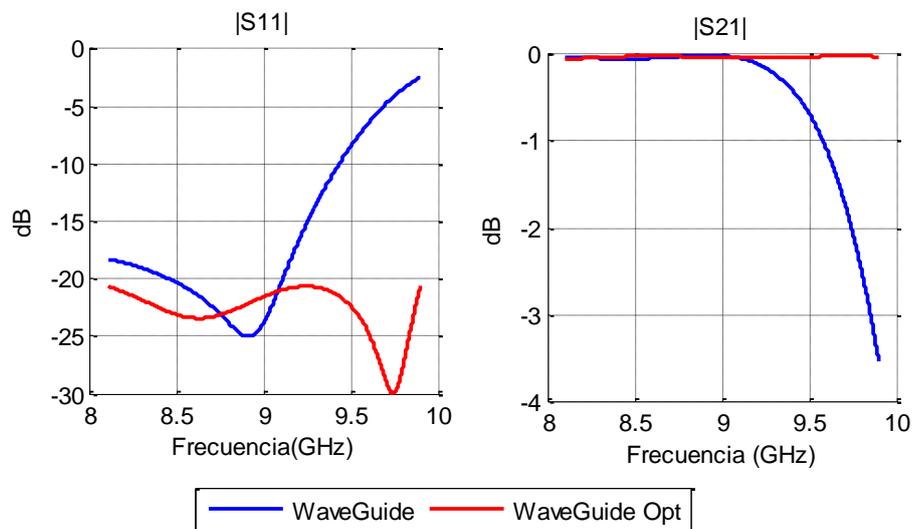


Figura 3.22. Respuesta transformador de impedancia modelo en Pi antes y después de la optimización

La figura 3.23 se muestra la estructura del circuito en Pi, que se obtiene del diseño en CST tras la optimización:

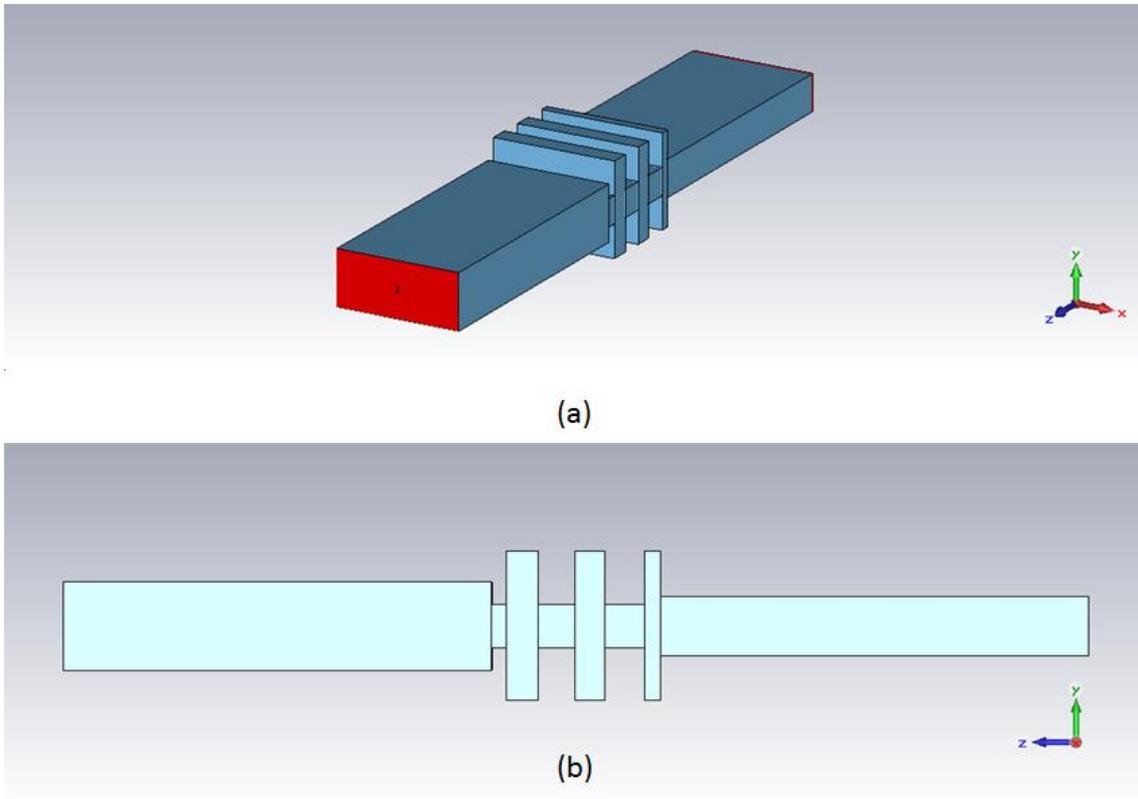
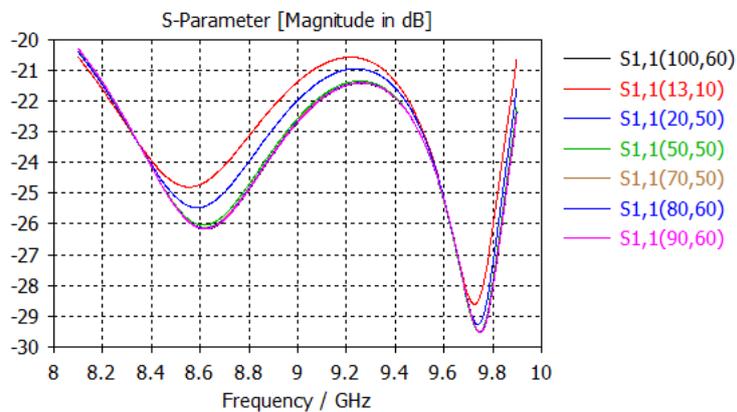


Figura 3.23. Estructura en Pi modelo electromagnético (a) Perspectiva de estructura, (b) vista longitudinal

A continuación se realiza un análisis de convergencia de cada uno de los modelos. Esto se lleva a cabo para ver como varía la respuesta cuando el número CPW (Cell Per Wavelength) aumenta. El CPW es un parámetro de CST usado para conseguir una mayor resolución de los resultados obtenidos.



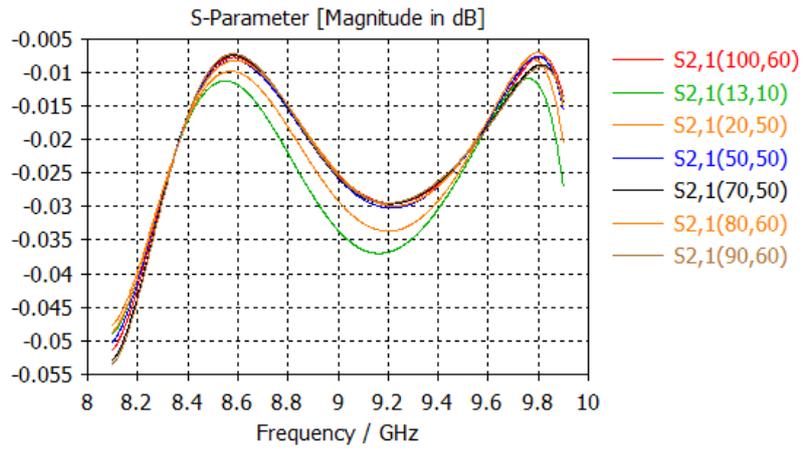


Figura 3.24. Análisis de convergencia modelo en T

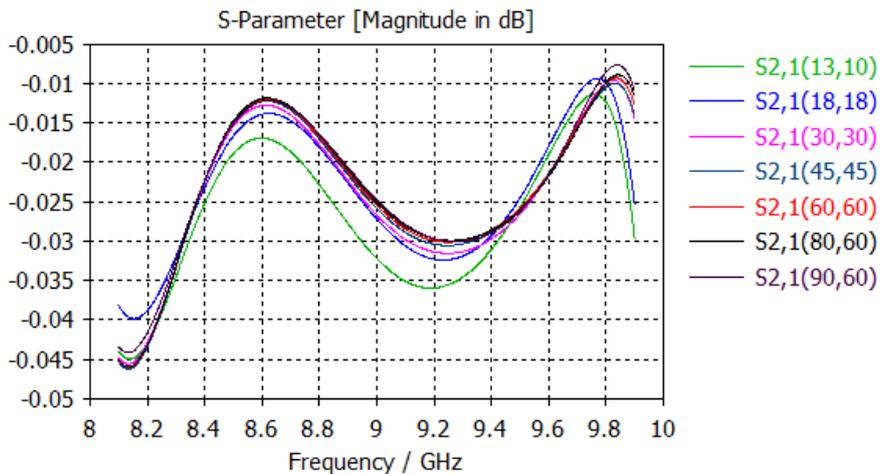
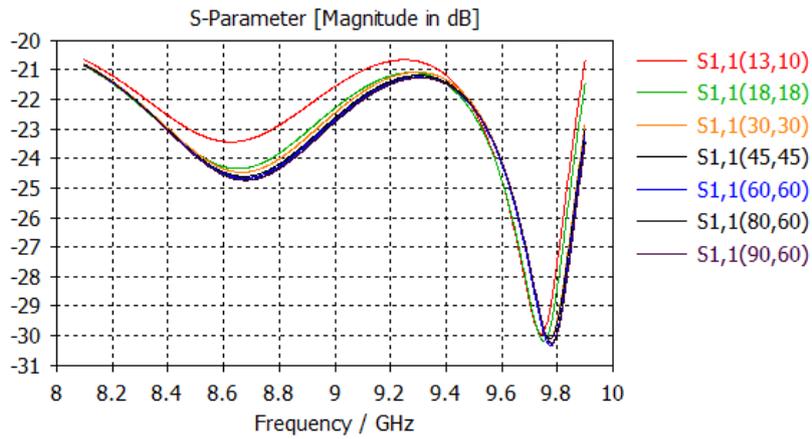


Figura 3.25. Análisis de convergencia modelo en Pi

### 3.5 SIMULACIÓN DEL DISEÑO EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR CON EL MÉTODO DE AJUSTE MODAL

En el apartado anterior se ha realizado el diseño en guía de onda rectangular y el proceso de optimización para conseguir el objetivo marcado. En esta etapa se analizarán los resultados obtenidos con CST (usando los resultados del proceso de convergencia) y los que obtendremos con el método de ajuste modal.

Con el método de MM se realizan varias simulaciones cambiando el número de modos con los que se lleva a cabo el análisis, de tal forma que se podrá observar si el número de modos que se usa para el análisis puede afectar a la respuesta, además de comprobar si la respuesta converge.

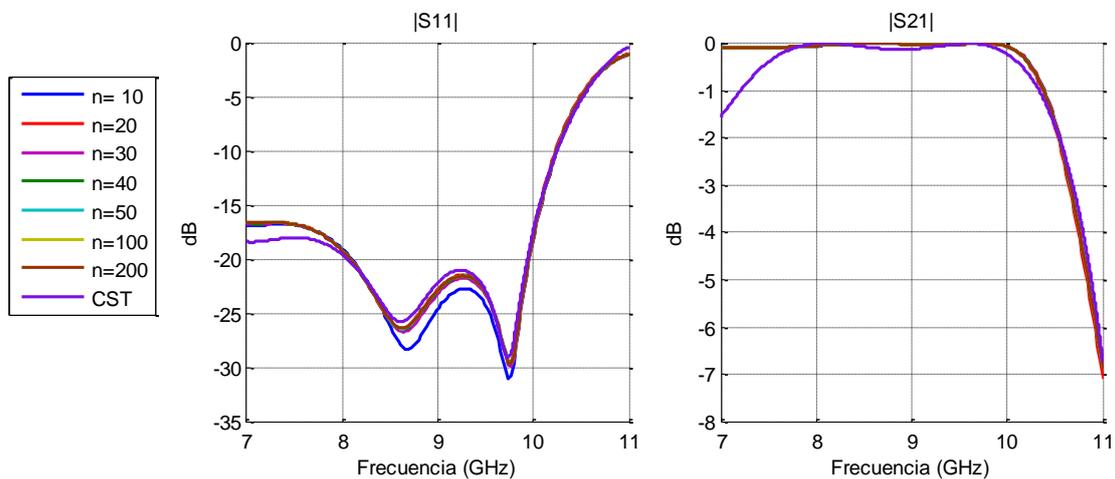


Figura 3.26. Modelo electromagnético circuito en  $T$  análisis con MM

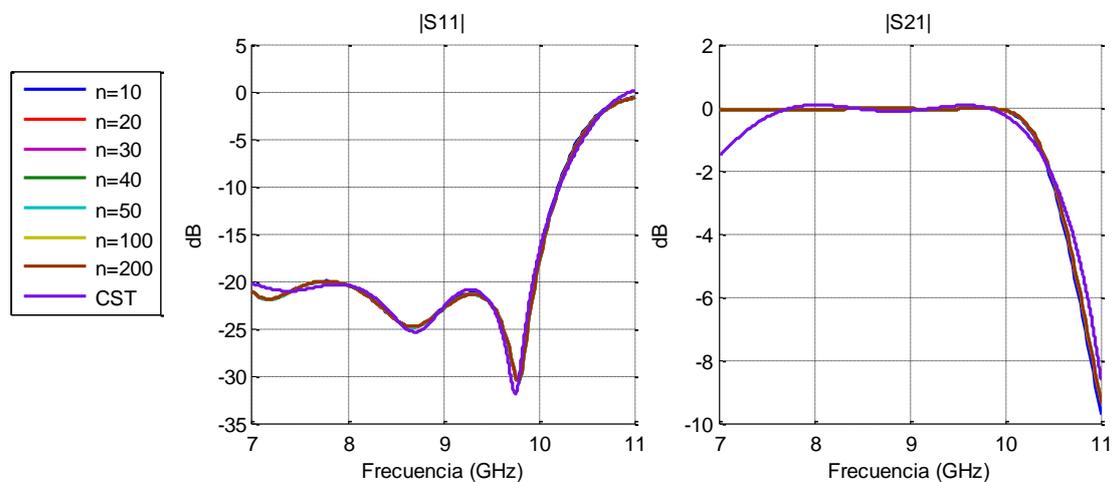


Figura 3.27. Modelo electromagnético circuito en  $Pi$  análisis con MM

# 4 Diseño de un Transformador de impedancia

Tras haber realizado los diseños del capítulo anterior, que han permitido comprender los pasos de diseño y las limitaciones del proceso, se pasa ahora a un diseño con especificaciones más cercanas a una aplicación real. En este nuevo diseño, la respuesta del modelo electromagnético se obtendrá usando el método de MM (Mode-Matching), puesto que en el capítulo anterior se comprobó que la respuesta obtenida en CST es similar a la de MM.

## 4.1 ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Las nuevas especificaciones de diseño son las siguientes:

- Ancho de banda fraccional  $\omega = 0.4$ , con frecuencia central de trabajo a 10 GHz y banda de trabajo de 8 a 12 GHz.
- Valor de altura mínima de la guía  $b_{min} = 0.7 \text{ mm}$ .
- Guía de entrada del transformador WR-90.
- Guía de salida del transformador WR-90 modificada su altura, siendo esta 5 veces más pequeña que la altura original, ratio de transformación  $r = 5 \rightarrow \left(\frac{b}{r}\right)$
- Adaptación de -30 dB en la banda de trabajo.

Como en las especificaciones se dice que la altura de la guía de la salida es el valor de la altura de la guía de entrada reducida en un factor de 5, el modelo circuital se diseña con una estructura en Pi. En este diseño no se especifica el número de secciones que se debe usar, por tanto el criterio de selección del número de secciones, será el mínimo de secciones para conseguir adaptar en la banda de trabajo.

## 4.2 DISEÑO CON ELEMENTOS CONCENTRADOS

Al igual que en el capítulo anterior, primero se realiza el diseño con elementos concentrados para comprobar que el modelo circuital cumple el objetivo propuesto para este diseño, además de encontrar el mínimo número de elementos necesario para el diseño.

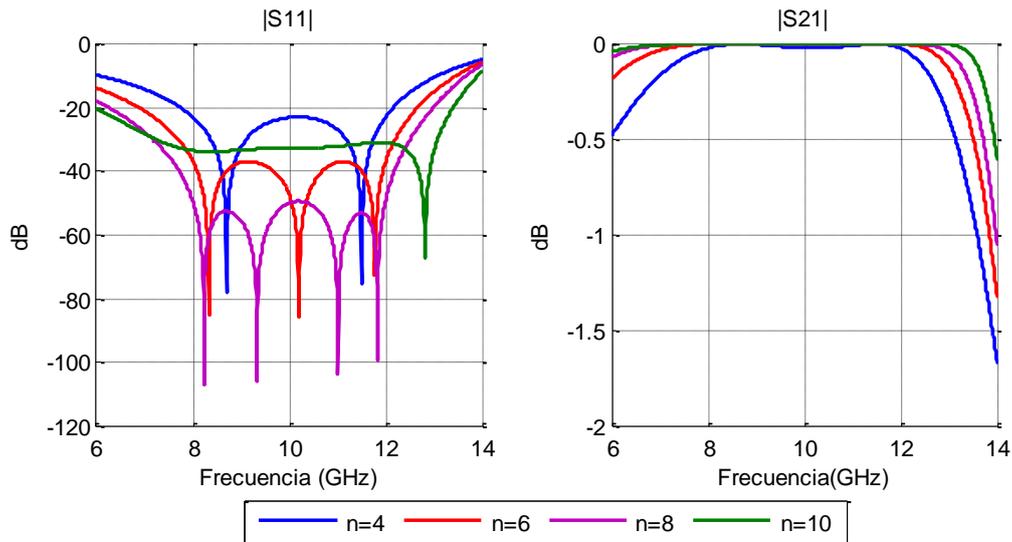


Figura 4.1. Respuesta modelo circuital con elementos concentrados

De la figura 4.1 se observa la respuesta para el diseño con elementos concentrados para  $n = 4, 6, 8$  y  $10$ , donde  $n$  es el número de elementos que conforman el circuito. Por tanto, el mínimo número de elementos con el que se consigue estar por debajo de  $-30$  dB en la banda de trabajo es  $n=6$ .

#### 4.3 DISEÑO CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN Y SIMULACIÓN MM

Tras comprobar que con el diseño en elementos concentrados se consigue la adaptación que se especifica, se pasa el diseño con líneas de transmisión y en paralelo se usa el método de MM para comprobar cuál es la respuesta que se obtiene en el modelo electromagnético. Para el diseño en guía se especifica que el valor  $b_{min} = 0.7 \text{ mm}$ , que se corresponde con una impedancia baja ( $Z_l = 7 \Omega$ ) en líneas de transmisión cuando en la ecuación (3.4)  $K = 10000$ .

Por otra parte, el valor  $b_{max}$  podrá variar en un rango de valores comprendidos entre los  $29.86 \text{ mm}$  y los  $10.16 \text{ mm}$  que se corresponde con el valor de  $Z_h = b_{max} * \text{Factor}$  en las líneas de transmisión.

Como se mencionó en el capítulo anterior, si  $Z_l \ll Z_h$ , la respuesta en líneas de transmisión se aproximará a la respuesta con elementos concentrados. Como tenemos un valor fijo de  $Z_l$  que se ha especificado previamente, se pasa al diseño con líneas de transmisión y en guía de

onda rectangular para ver el comportamiento del modelo electromagnético respecto al modelo circuital con líneas de transmisión.

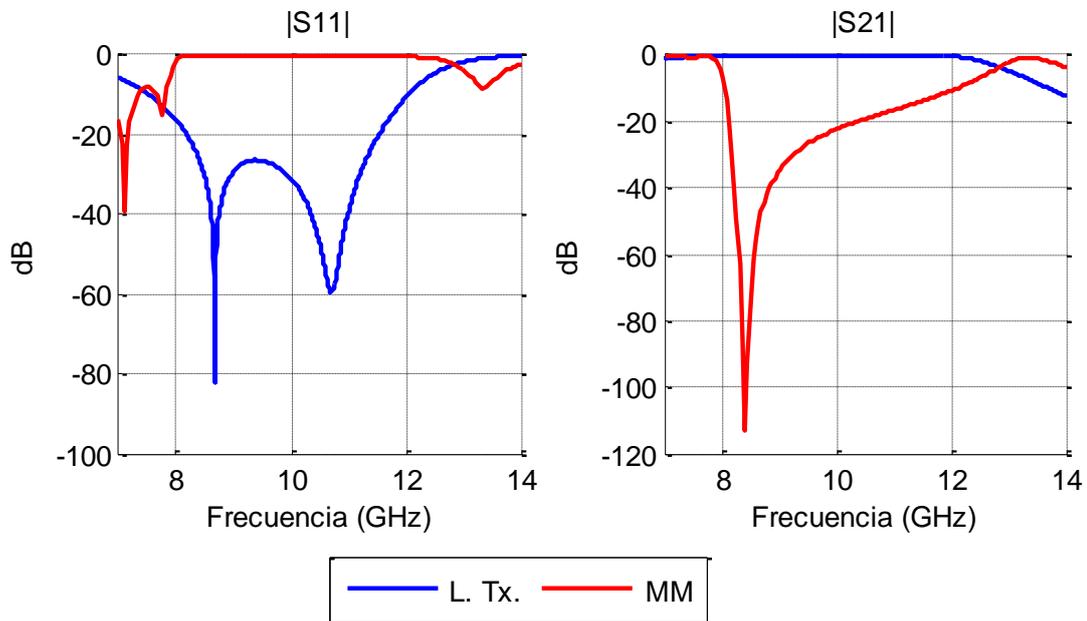


Figura 4.2. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con  $b_{max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras

En la figura 4.2 se aprecia la respuesta del modelo circuital en el cual la adaptación no está por debajo de la especificación que se pide en la banda de trabajo. En el modelo electromagnético, la respuesta no se corresponde con la que se ha obtenido en el modelo circuital.

Teniendo en cuenta que el valor de  $b_{max}(Z_h)$  puede variar entre determinados valores, se irá disminuyendo este valor para comprobar cómo se ve afectada la respuesta del modelo circuital respecto al electromagnético.

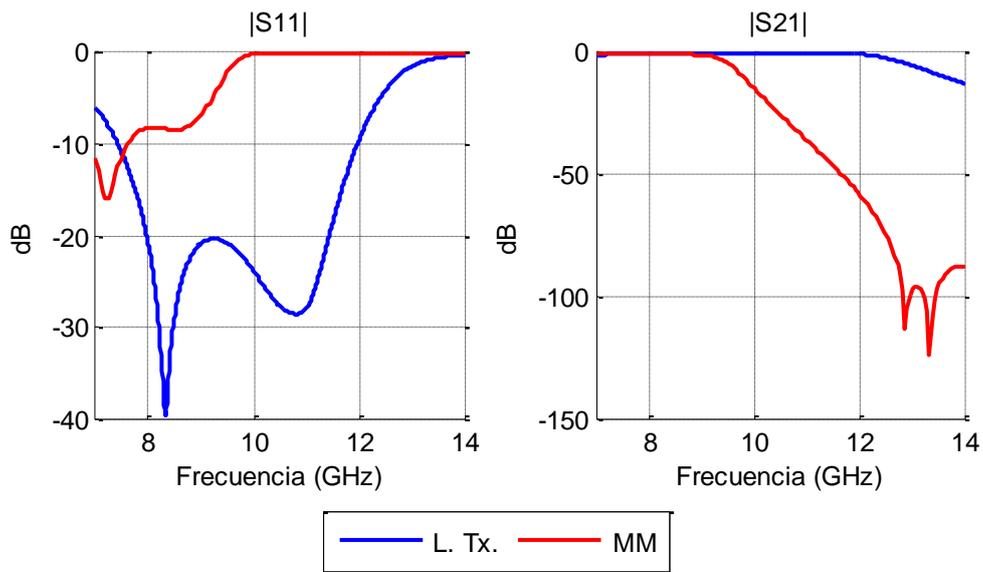


Figura 4.3. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con  $b_{max} = 14,94$  mm, con 6 secciones adaptadoras

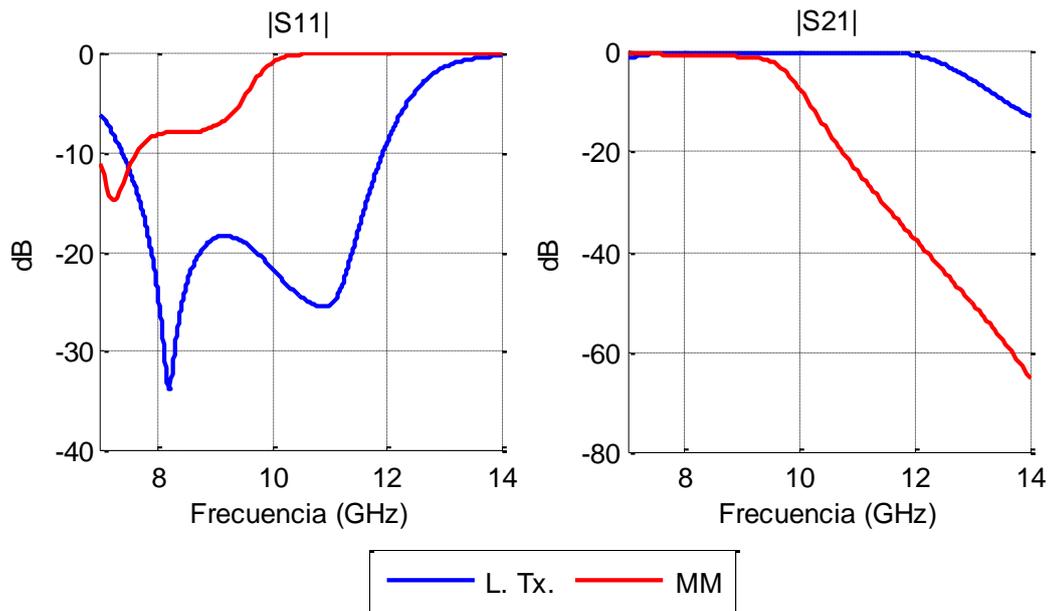


Figura 4.4. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con  $b_{max} = 12,56$  mm, con 6 secciones adaptadoras

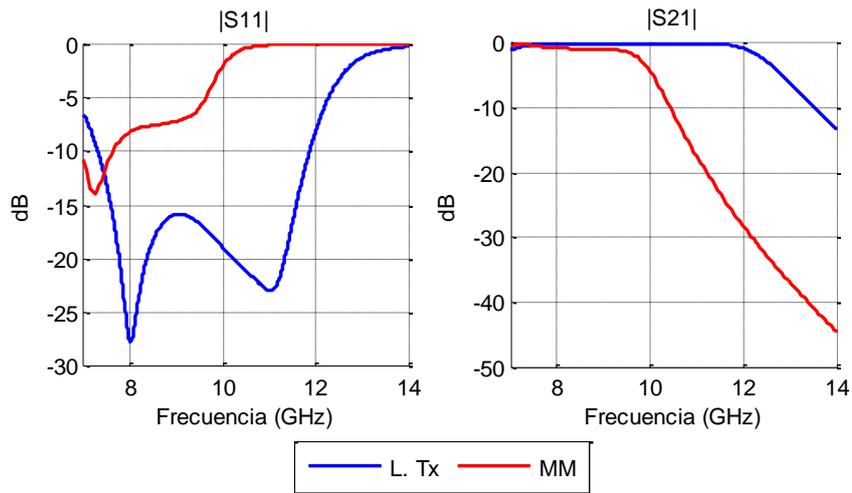


Figura 4.5. Modelo circuital líneas de transmisión y modelo electromagnético con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 6 secciones adaptadoras

Como se observa en las figuras 4.3 a 4.5 a medida que  $b_{max}(Z_h)$  disminuye la transmisión mejora hasta cierto punto de la banda de trabajo, pero no se consigue estar por debajo del objetivo marcado.

Si se parte del mejor resultado, figura 4.5 en la que hay mayor transmisión en la banda de trabajo con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , y se analiza solamente el modelo electromagnético para observar que pasa cuando varía el valor de  $b_{min}$ , se obtienen los resultados de la figura 4.6 en los que se observa que a medida que el valor de  $b_{min}$  aumenta, la transmisión aumenta pero no se consigue llegar a transmitir en toda la banda de trabajo.

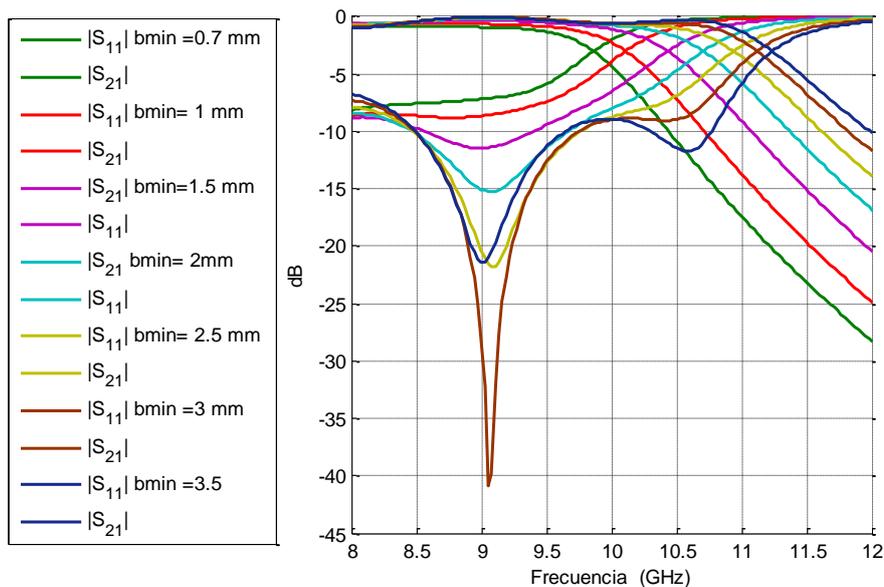


Figura 4.6. Respuesta modelo electromagnético para  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando  $b_{min}$  para 6 secciones adaptadoras

Tras observar los resultados anteriores, el modelo electromagnético no logra conseguir el objetivo marcado para un número de secciones adaptadoras igual a 6, por tanto será necesario pasar a un orden mayor, en este caso con 8 secciones adaptadoras.

Al igual que se hizo con 6 secciones adaptadoras se comprueba cual es la respuesta del modelo circuital y electromagnético cuando  $b_{\max} = 29,85 \text{ mm}$ .

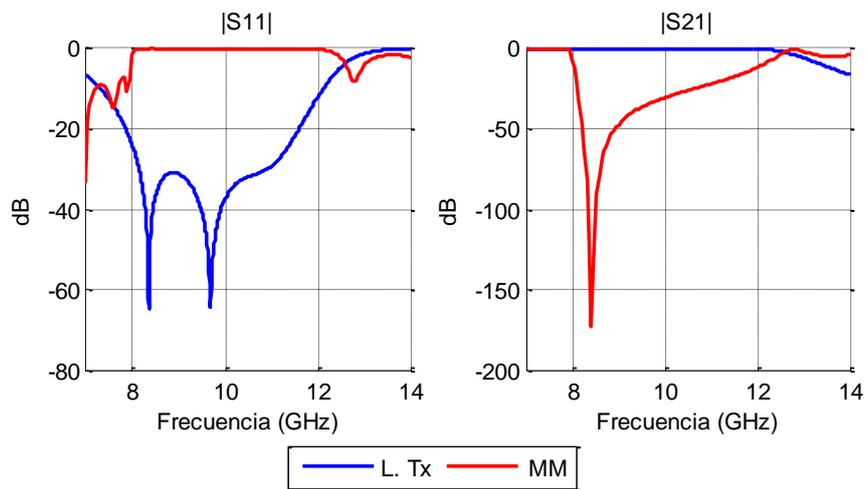


Figura 4.7. Respuesta modelo circuital y electromagnético para  $b_{\max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras

De nuevo se observa en la figura 4.7 que el modelo electromagnético no se corresponde con la respuesta que se obtiene en el modelo circuital. Por tanto a continuación se realizará la variación del valor de  $b_{\max}(Z_h)$  para ver los cambios que se producen en la respuesta del modelo electromagnético respecto al circuital.

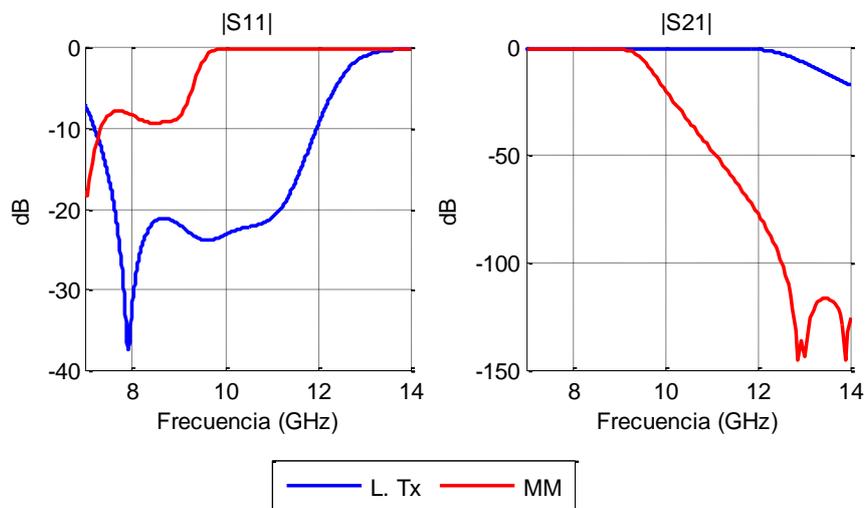


Figura 4.8. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con  $b_{\max} = 14,95 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras

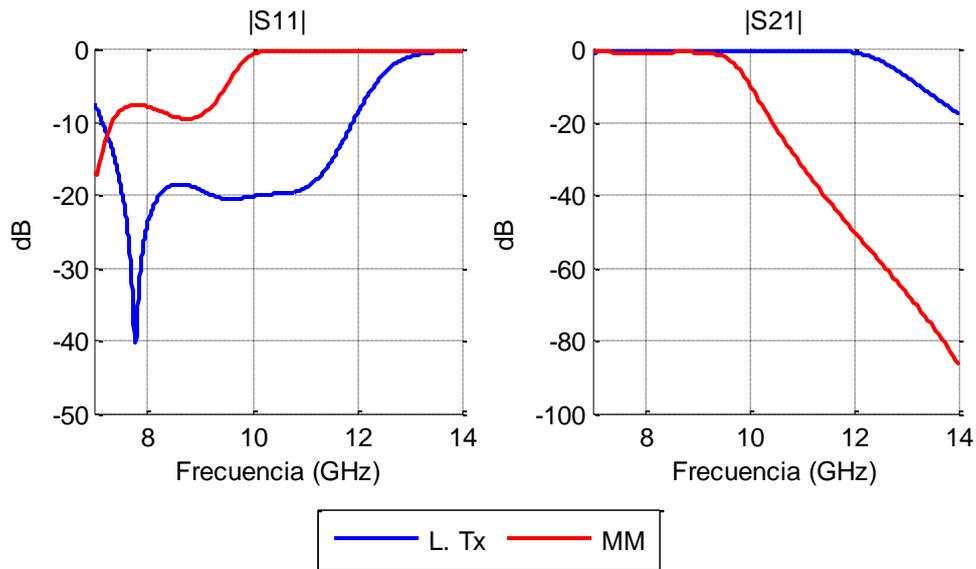


Figura 4.9. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con  $b_{max} = 12,56 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras

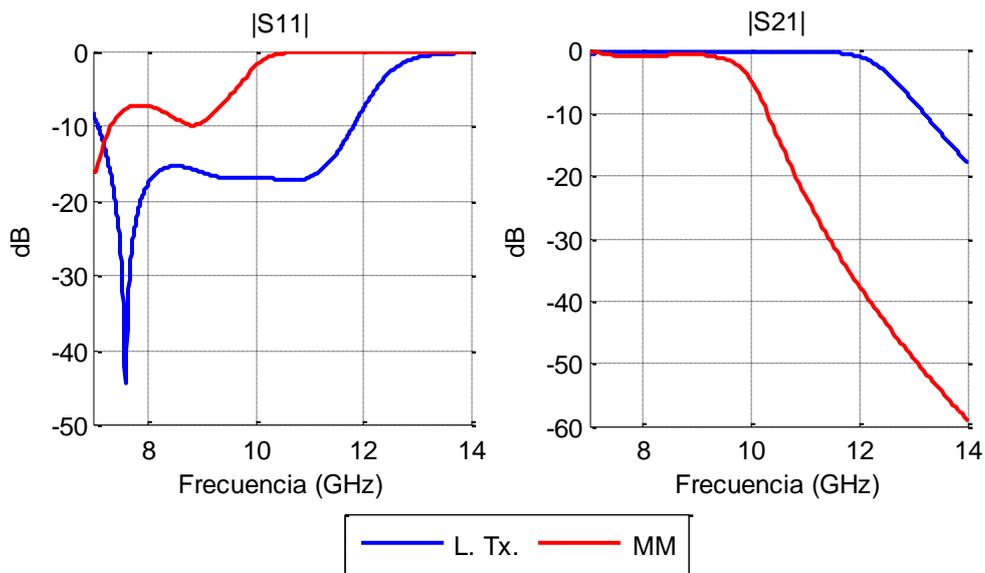


Figura 4.10. Modelo circuital con líneas de transmisión y electromagnético con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 8 secciones adaptadoras

En las figuras 4.8 a 4.10 se aprecia como al disminuir el valor  $b_{max}(Z_h)$ , en el modelo electromagnético la transmisión mejora en el ancho de banda de trabajo, pero no se consigue llegar al resultado esperado.

Por tanto, si partimos del mejor resultado obtenido en el modelo electromagnético, que es el que se muestra en la figura 4.10 para  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$  y ahora se realiza un variación en el valor de  $b_{min}$ , se puede ver en la figura 4.11 que a medida que  $b_{min}$  aumenta la

transmisión mejora en la banda de trabajo, pero no se consigue la especificación que se ha marcado.

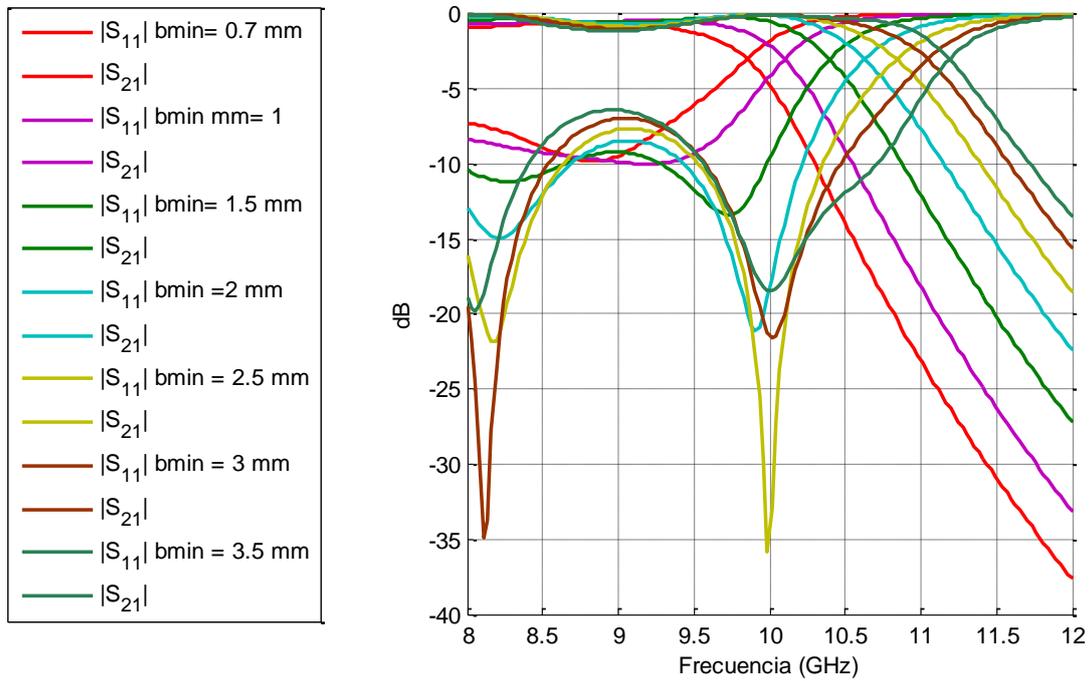


Figura 4.11. Respuesta modelo electromagnético con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando  $b_{min}$  para 8 secciones adaptadoras

Después de comprobar que con 8 secciones adaptadoras no se consigue el objetivo marcado, se debe pasar a un diseño con 10 secciones adaptadoras.

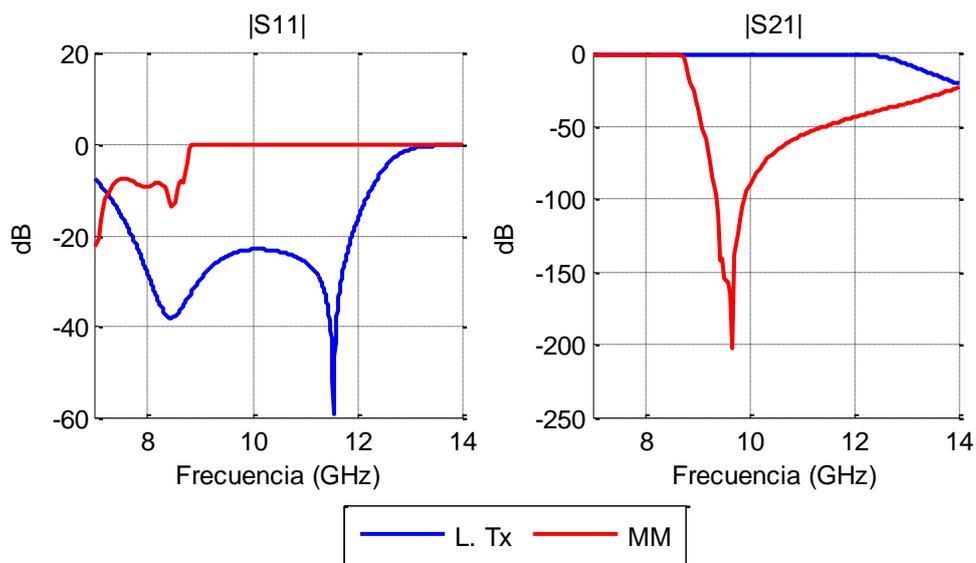


Figura 4.12. Respuesta modelo circuital y electromagnético para  $b_{max} = 29,85 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras

Al igual que ocurre con el diseño electromagnético para 6 y 8 secciones adaptadoras, para 10 secciones la respuesta del modelo electromagnético no se corresponde con la del modelo circuital como se observa la figura 4.12, por tanto se varía el valor de  $b_{max}$  para ver cómo responde el modelo electromagnético a este cambio.

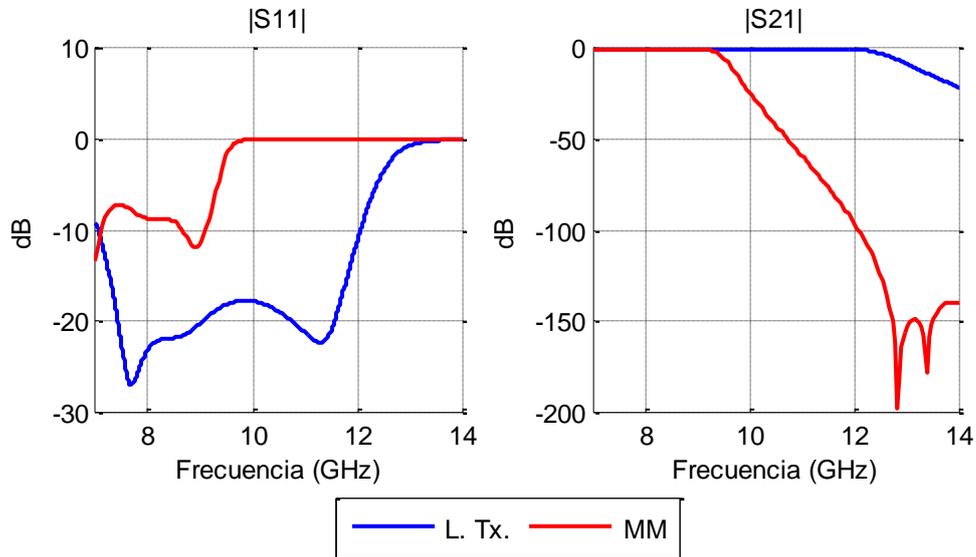


Figura 4.13. Respuesta modelo circuital y electromagnético para  $b_{max} = 14,94 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras

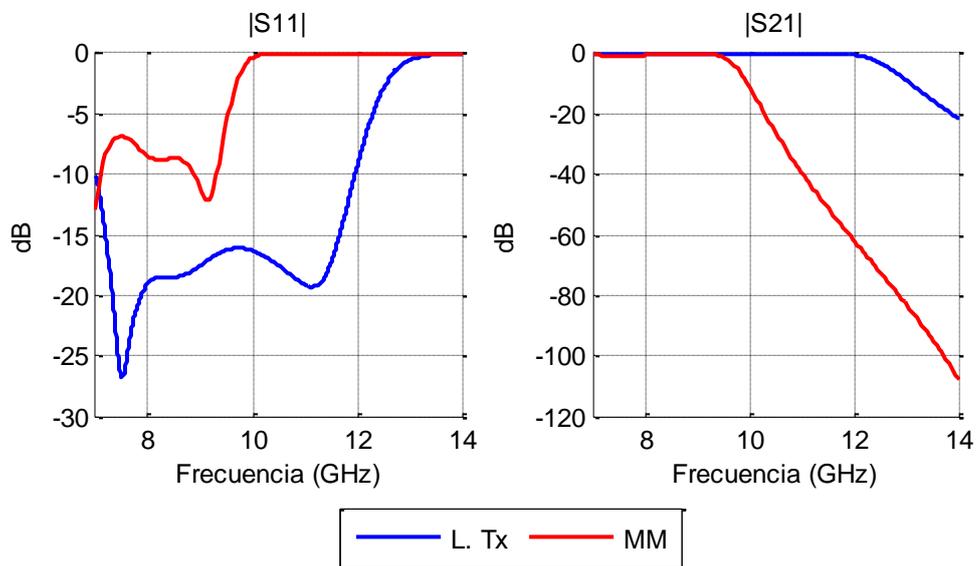


Figura 4.14. Respuesta modelo circuital y electromagnético para  $b_{max} = 12,56 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras

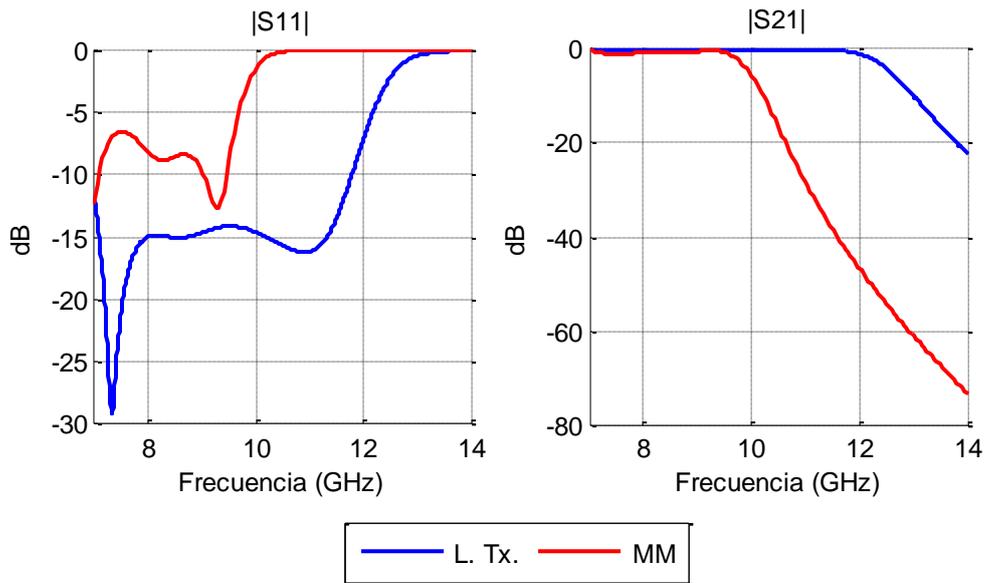


Figura 4.15. Respuesta modelo circuital y electromagnético para  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , con 10 secciones adaptadoras

En las figuras 4.13 a 4.15, se observa de nuevo que al disminuir el valor de  $b_{max}$  la transmisión mejora en parte de la banda de trabajo, por tanto se selecciona la mejor respuesta del modelo electromagnético que es la que se muestra en la figura 4.15 con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$  y se varía el valor de  $b_{min}$ , obteniendo los resultados que se muestran en la figura 4.16, y por tanto se concluye que con 10 secciones adaptadoras no se podrá conseguir las especificaciones de diseño que se requieren.

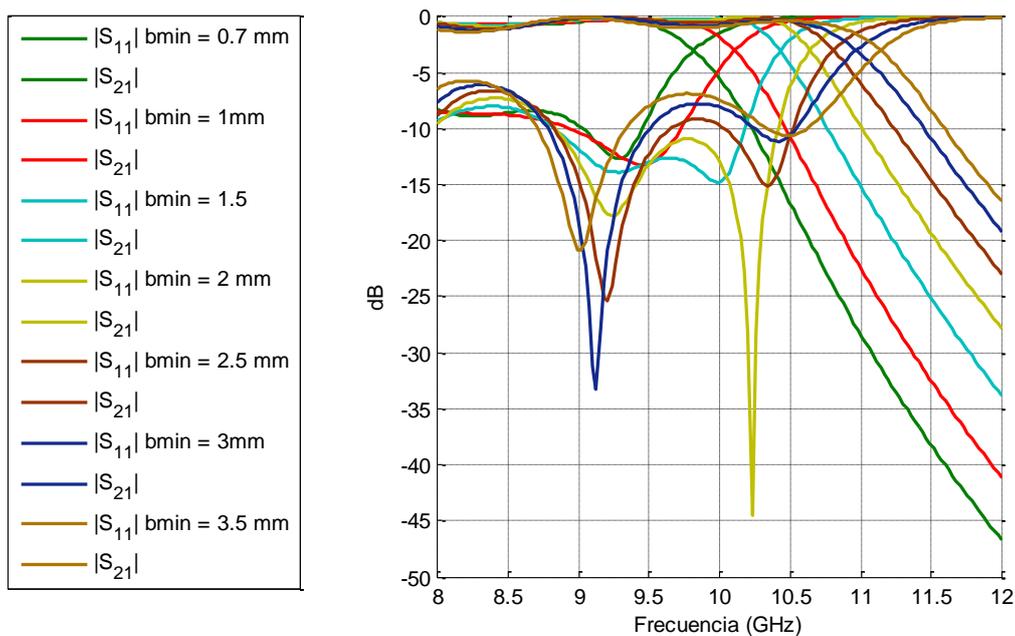


Figura 4.16. Respuesta modelo electromagnético con  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$ , variando  $b_{min}$  para 10 secciones adaptadoras

Después de observar los resultados que se han obtenido en este apartado para 6, 8 y 10 secciones adaptadoras, se ha comprobado que no se puede cumplir las especificaciones en la banda de trabajo que se pide, por tanto a las especificaciones anteriores se modificarán teniendo en cuenta los análisis hechos para el modelo electromagnético.

La nueva especificación que se pide es conseguir la mejor adaptación que sea posible con un ancho de banda fraccional  $\omega = 0.2$  a la frecuencia central de trabajo a 10 GHz para  $n=6,8$  y 10 secciones adaptadoras.

El valor de  $b_{min}(Z_l)$  que inicialmente era  $0,7\text{ mm}$  ( $7\ \Omega$ ) se cambiará por un valor de  $3\text{ mm}$  ( $30\ \Omega$ ), y el valor de  $b_{max}(h)$  como se ha comprobado en los resultados previos que mejora la transmisión es el de  $10,16\text{ mm}$  ( $101,6\ \Omega$ ).

Dadas estas nuevas especificaciones se partirá de los resultados obtenidos con el modelo circuital y el modelo electromagnético con el método de MM, a continuación se pasa al diseño con CST en el que se llevará a cabo un proceso de optimización de las longitudes y el valor de  $b_{max}$  hasta conseguir la mejor adaptación.

#### 4.3.1 TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 6 SECCIONES

Lo primero que se hará es ver la respuesta del modelo circuital en líneas de transmisión y el modelo electromagnético con el método de MM:

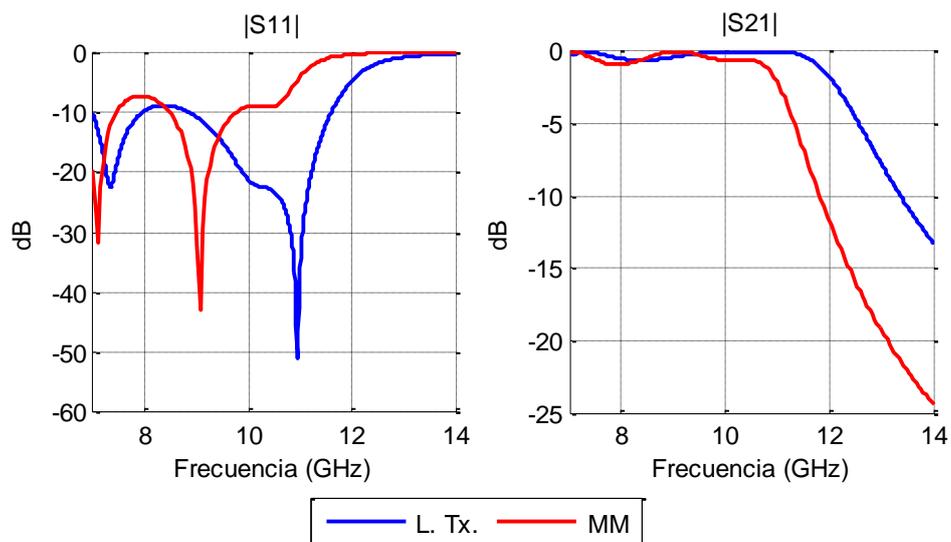


Figura 4.17. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 6 secciones para  $b_{min} = 3\text{ mm}$  y  $b_{max} = 10,16\text{ mm}$

En la figura 4.17 se observa como la respuesta del modelo electromagnético se aproxima a la del modelo circuital. Por tanto, partiendo del modelo electromagnético obtenido con el método de MM, se pasa al diseño en guía de onda rectangular con CST en el que se llevará a cabo el proceso de optimización para conseguir la mejor adaptación en la nueva banda de trabajo.

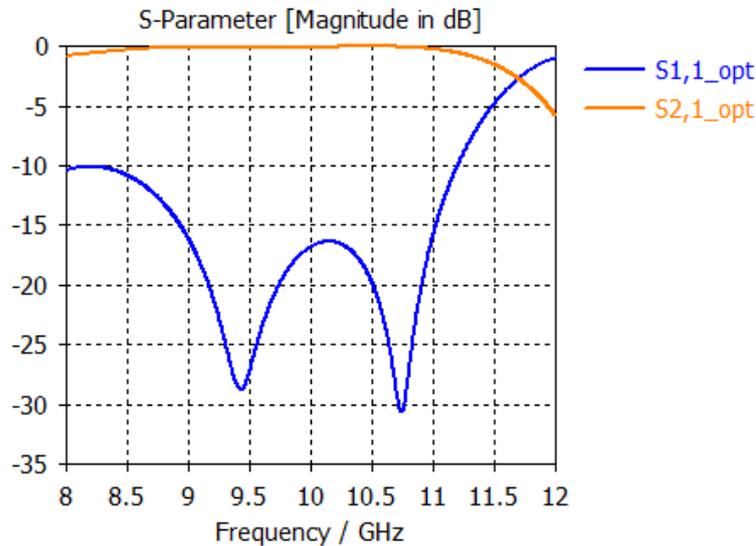


Figura 4.18. Respuesta del transformador optimizado en CST con 6 secciones

La figura 4.18 muestra la nueva respuesta que se obtiene después de optimizar las longitudes de la guía y el valor de  $b_{max}$ , consiguiendo una adaptación por debajo -15 dB en la banda de trabajo. En la tabla 4.1 se muestra las longitudes y el valor de  $b_{max}$  con el cual se inició el proceso de optimización, además de las nuevas longitudes de las secciones adaptadoras.

	LONGITUDES SECCIONES ADAPTADORAS (mm)						BMAX (mm)
	1	2	3	4	5	6	
<b>VALOR INICIAL</b>	1,74	5,21	4,87	3,29	7,70	1,18	10.16
<b>VALOR OPTIMO</b>	0,64	4,91	4,21	2,72	10,16	0,61	10,27

Tabla 4.1. Valores iniciales y óptimos transformador de impedancia con 6 secciones

Con el resultado obtenido del proceso de optimización en CST, se realiza el análisis de convergencia para ver como varía la respuesta cuando el CPW aumenta y así tener el mejor resultado en CST. En la figura 4.19 se muestra el análisis de convergencia para el transformador de impedancia con 6 secciones adaptadoras.

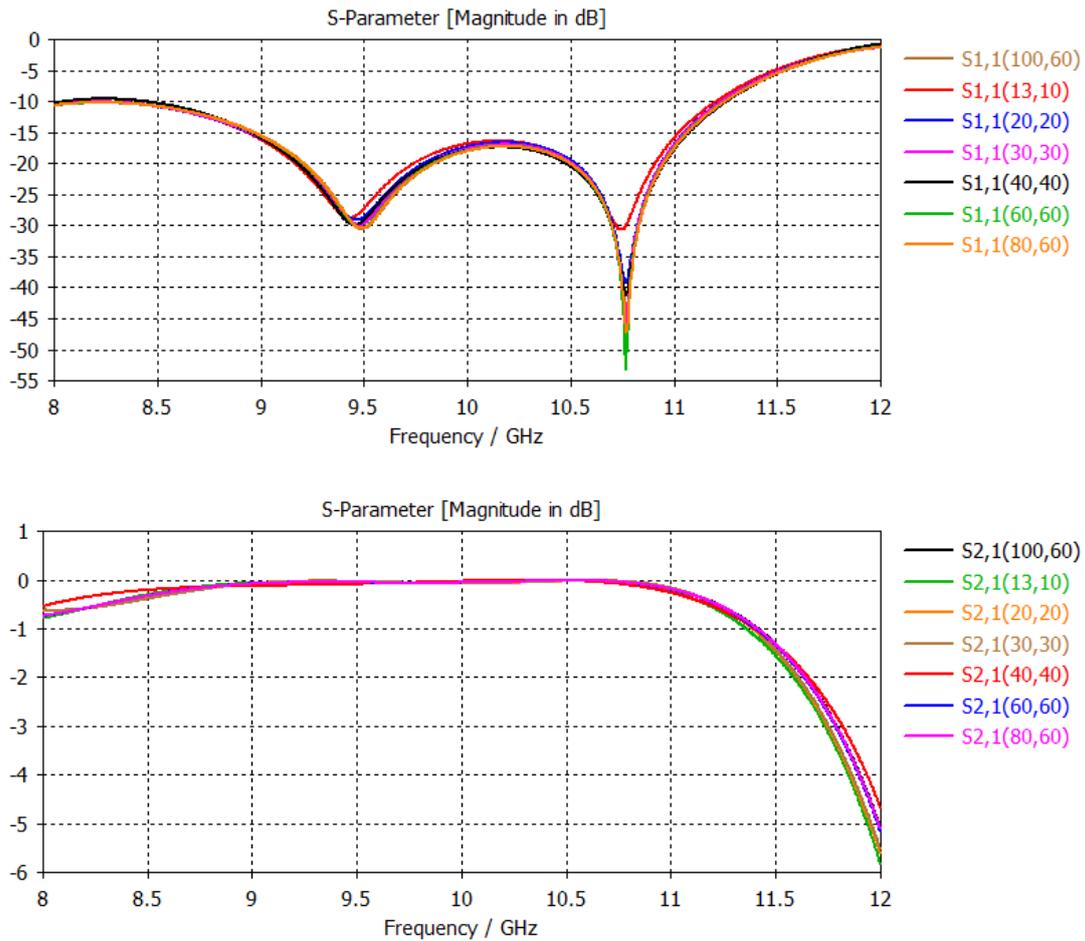


Figura 4.19. Análisis de convergencia transformador de impedancia óptimo con 6 secciones

A continuación se realiza la comparación del resultado obtenido en CST tras la convergencia, con los resultados obtenidos con el método de MM cambiando el número de modos que se usa en el análisis.

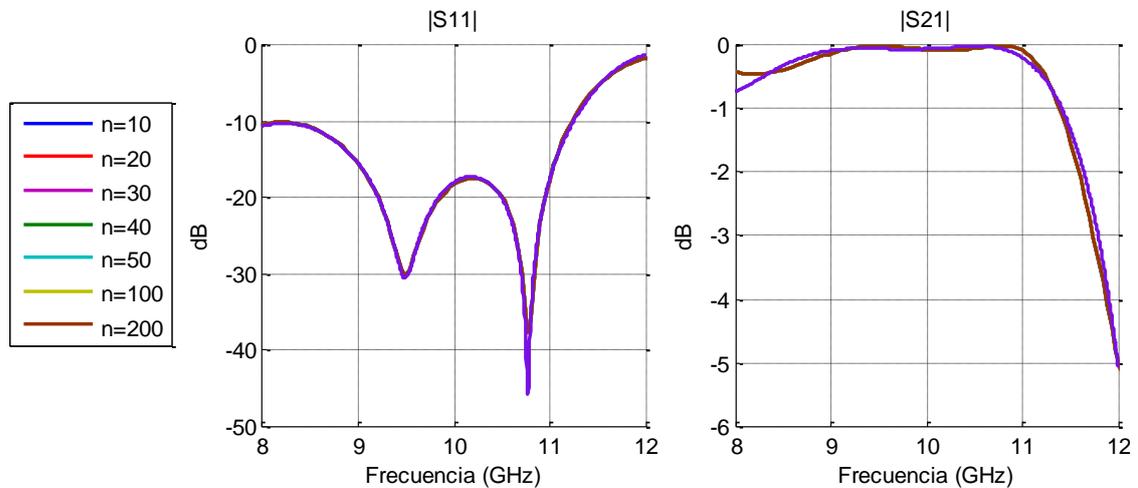


Figura 4.20. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia óptimo con 6 secciones

Como se observa en la figura 4.20, la respuesta de CST es similar a la de MM para diferentes números de modos de simulación. Después del proceso llevado a cabo se consigue un transformador de impedancia con 6 secciones, con una adaptación de -15 dB en la banda de trabajo. La figura 4.21 se muestra la estructura del transformador de impedancias óptimo con 6 secciones adaptadoras.

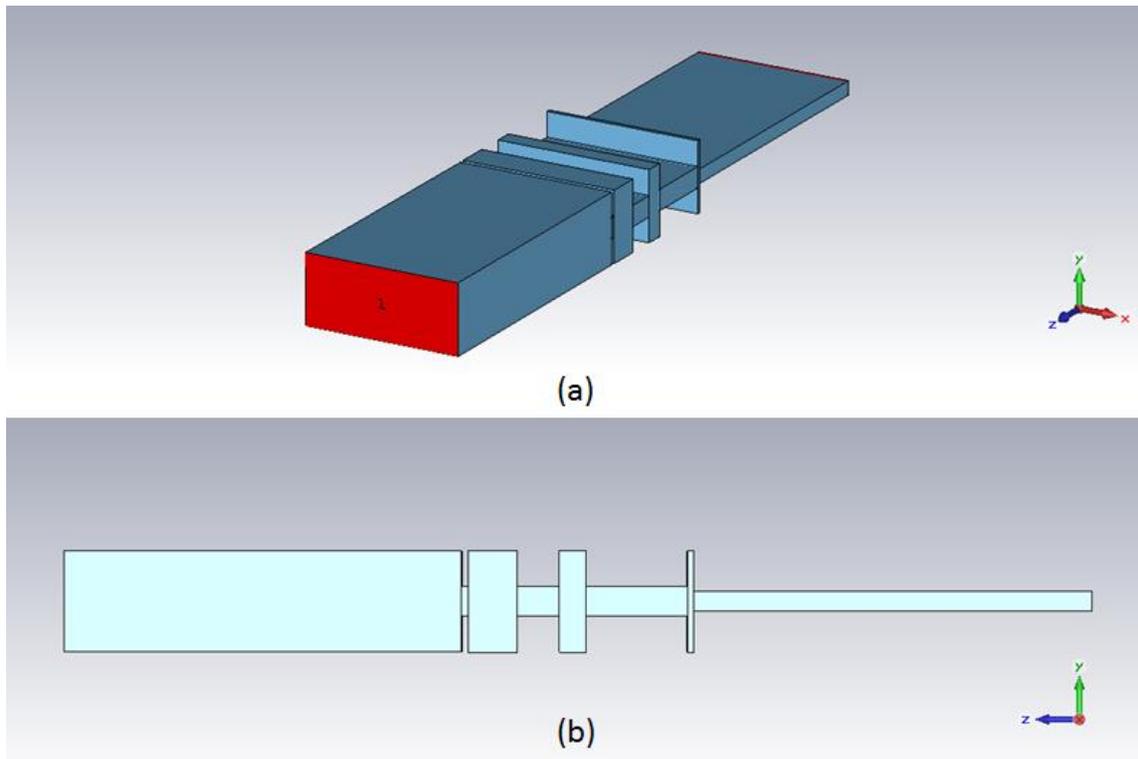


Figura 4.21. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 6 secciones adaptadoras.

#### 4.3.2 TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 8 SECCIONES

En primer lugar se analiza la respuesta del modelo circuital con líneas de transmisión y el modelo electromagnético con el método MM como se muestra en la figura 4.22:

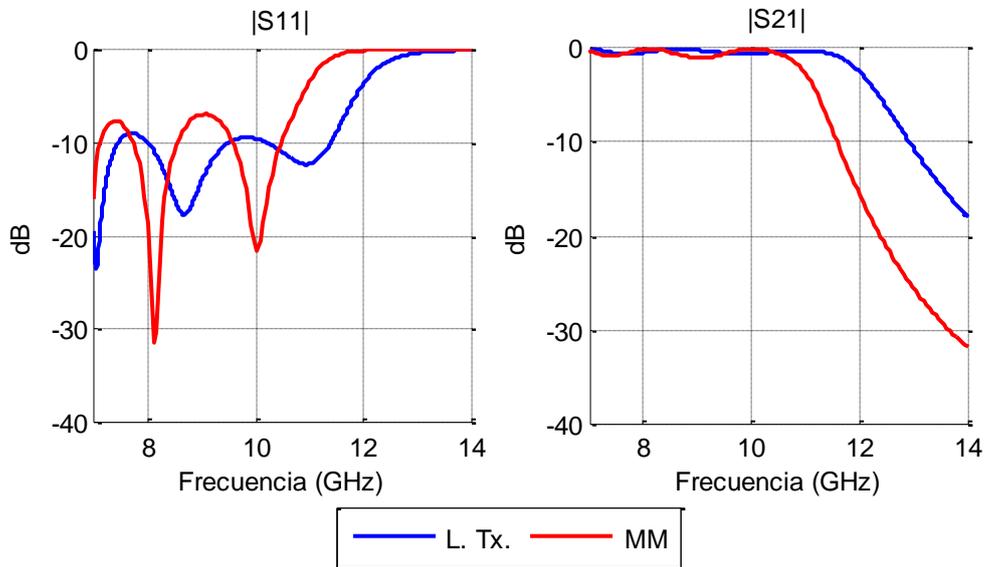


Figura 4.22. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 8 secciones para  $b_{\min} = 3 \text{ mm}$  y  $b_{\max} = 10,16 \text{ mm}$

Partiendo de la respuesta obtenida con el método de MM, se realiza el diseño con CST llevando a cabo un proceso de optimización de las longitudes de la guía y el valor máximo de altura  $b_{\max}$ , y así conseguir una mejor respuesta en la banda de trabajo.

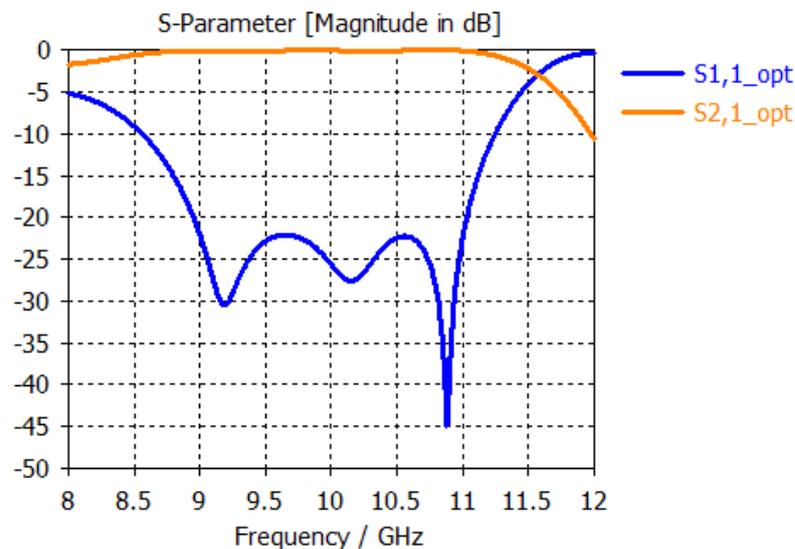


Figura 4.23. Respuesta del transformador optimizado en CST con 8 secciones

En la figura 4.23 se aprecia que en la banda de trabajo se consigue una adaptación por debajo de -20 dB. La tabla 4.2 muestra los valores de partida del transformador y los valores después de la optimización:

	LONGITUDES SECCIONES ADAPTADORAS (mm)								BMAX (mm)
	1	2	3	4	5	6	7	8	
<b>VALOR INICIAL</b>	1,34	5,62	3,74	4,43	6,54	2,53	8,29	0,91	10.16
<b>VALOR OPTIMO</b>	0,52	4,56	5,37	2,98	5,05	3,18	8,85	0,63	10.16

Tabla 4.2. Valores iniciales y óptimos del transformador con 8 secciones

A continuación se realiza el análisis de convergencia de la respuesta obtenida en CST que se muestra en la figura 4.24:

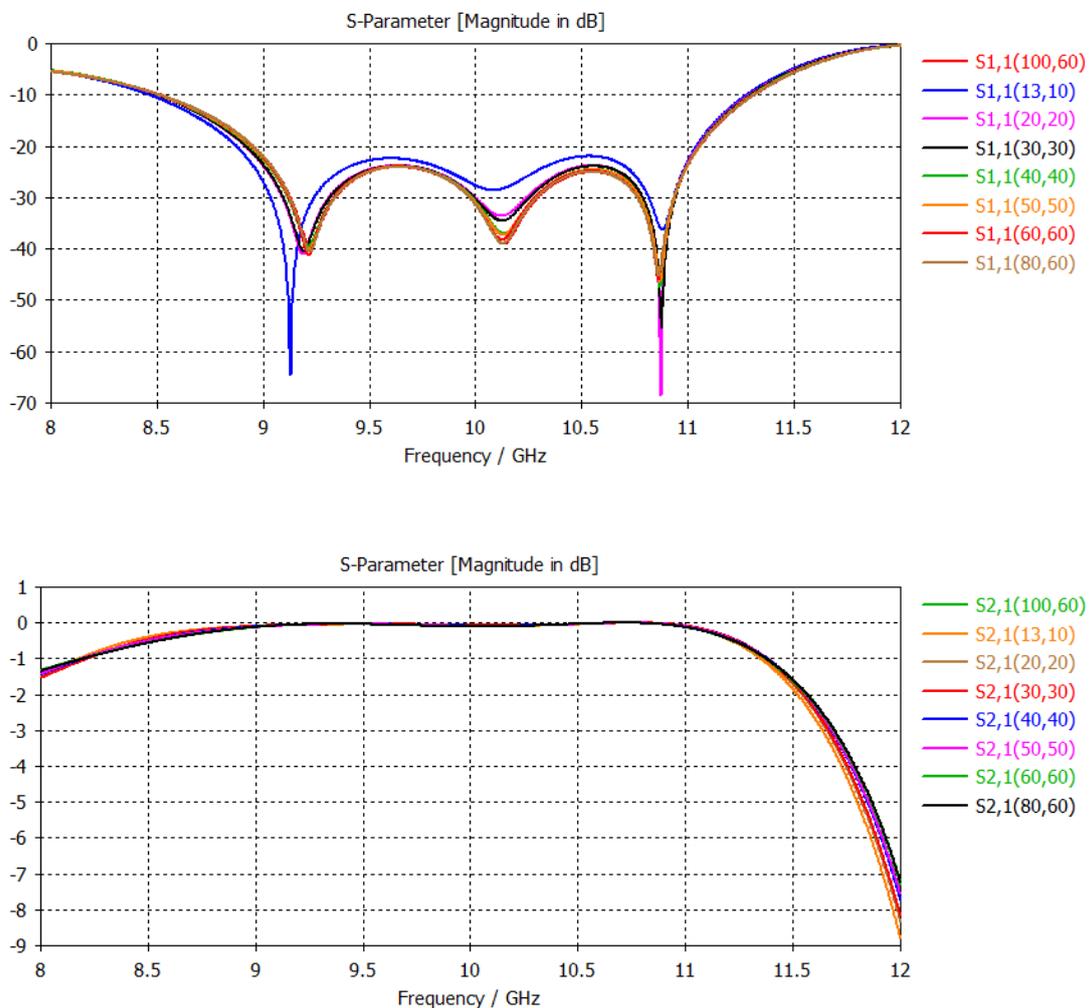


Figura 4.24. Análisis de convergencia transformador de impedancia óptimo con 8 secciones

A continuación se realiza la comparación del resultado obtenido en CST tras la convergencia, con los resultados que se obtienen con el método de MM cambiando el número de modos que se usa en el análisis como se muestra en la figura 4.25:

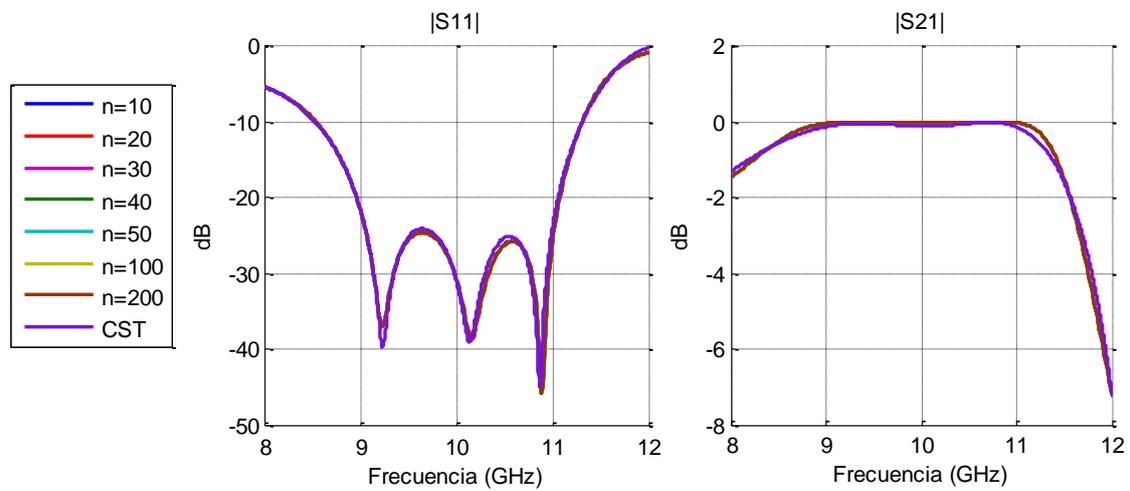


Figura 4.25. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia óptimo con 8 secciones

Después de comparar la respuesta de CST con la de MM se observa que son similares. Analizando los resultados se consigue un transformador de impedancia con 8 secciones con una adaptación por debajo de -20 dB en la banda de trabajo. La figura 4.26 muestra la estructura del transformador de impedancia óptimo con 8 secciones.

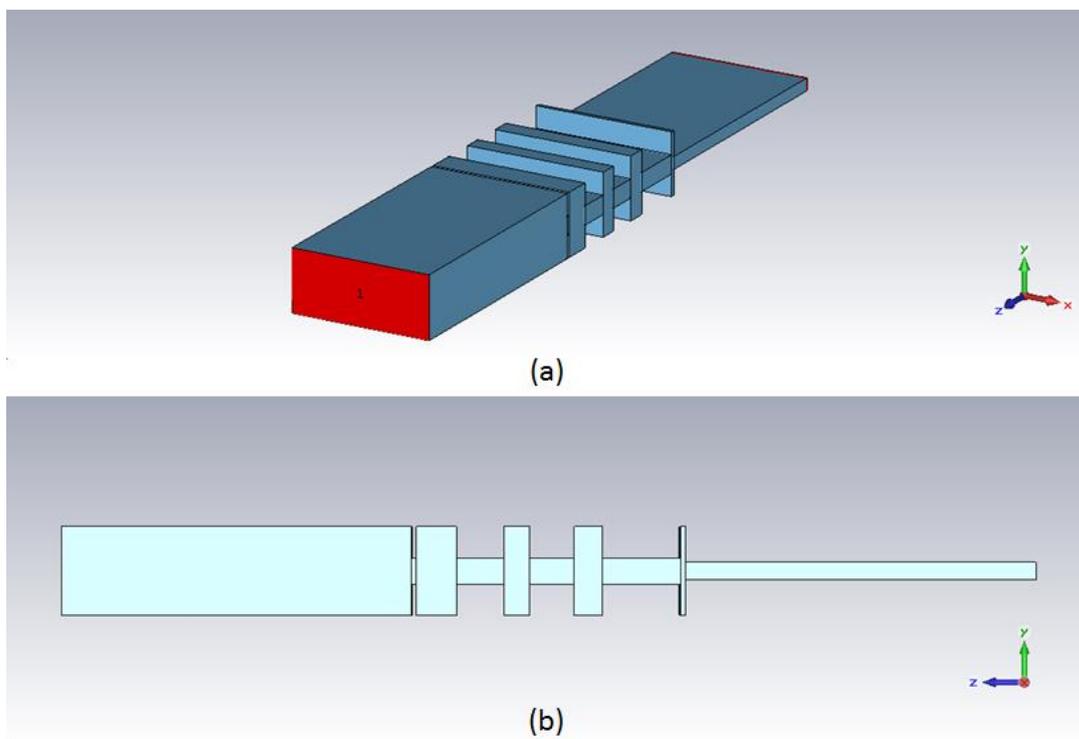


Figura 4.26. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 8 secciones adaptadoras.

### 4.3.3 TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIA CON 10 SECCIONES

Para comenzar se compara la respuesta del modelo circuital con líneas de transmisión y el modelo electromagnético con el método de MM como se muestra en la figura 4.27

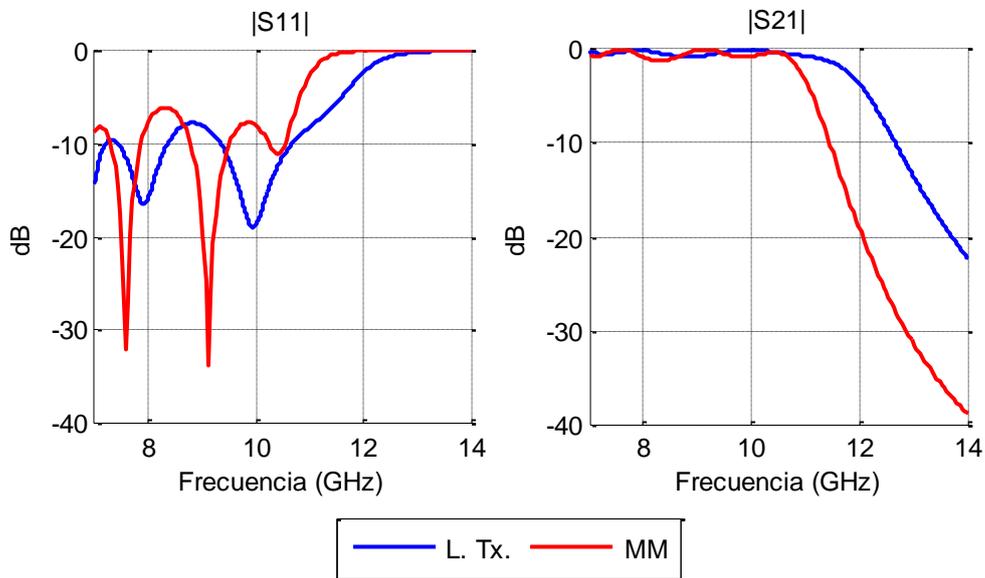


Figura 4.27. Respuesta modelo circuital y modelo electromagnético con 10 secciones para  $b_{min} = 3 \text{ mm}$  y  $b_{max} = 10,16 \text{ mm}$

A partir de la respuesta del modelo electromagnético de la figura 4.27 se pasa al diseño en CST para realizar una optimización de las longitudes de la línea y de  $b_{max}$ , consiguiendo una mejora en la respuesta como se puede observar en la figura 4.28, consiguiendo adaptar por debajo de -20 dB en la banda de trabajo:

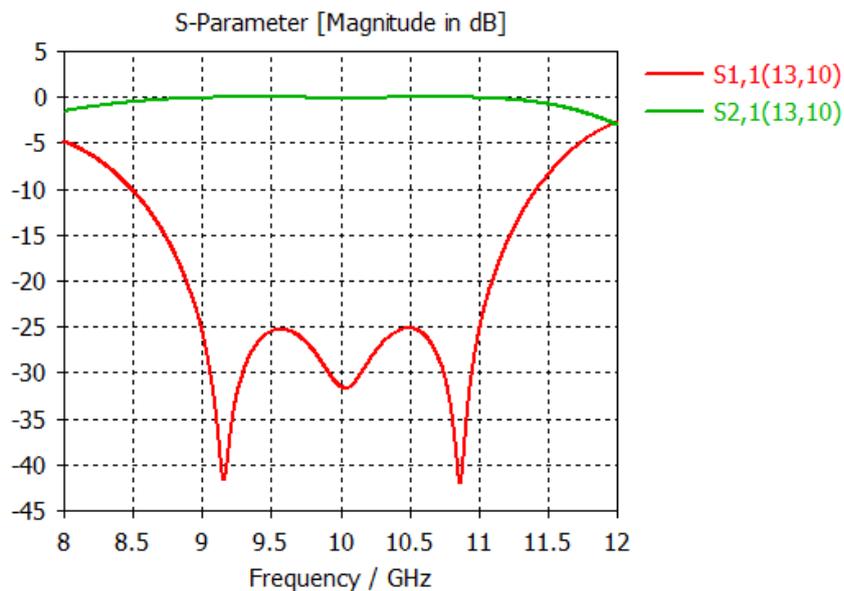


Figura 4.28. Respuesta del transformador optimizado en CST con 10 secciones

En la tabla 4.3 se reflejan los valores iniciales y óptimos del transformador.

	LONGITUDES SECCIONES ADAPTADORAS (mm)										BMAX (mm)
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
<b>VALOR INICIAL</b>	1,09	5,70	3,04	5,43	5,02	3,40	8,01	2,06	8,41	0,74	10,16
<b>VALOR OPTIMO</b>	0,35	4,30	5,73	2,22	4,82	2,72	2,54	2,05	8,90	0,29	10,19

Tabla 4.3. Valores iniciales y óptimos del transformador con 10 secciones

A continuación se realiza el análisis de convergencia de la respuesta obtenida en CST que se muestra en la figura 4.29, en la cual se puede observar que el parámetro  $S_{1,1}(13,10)$  que es la respuesta obtenida en la optimización tiene una adaptación de -25 dB en la banda de trabajo, pero al realizar el análisis de convergencia y aumentar el número de CPW se observa que la respuesta cambia y converge obteniendo una adaptación de -20 dB en la banda de trabajo.

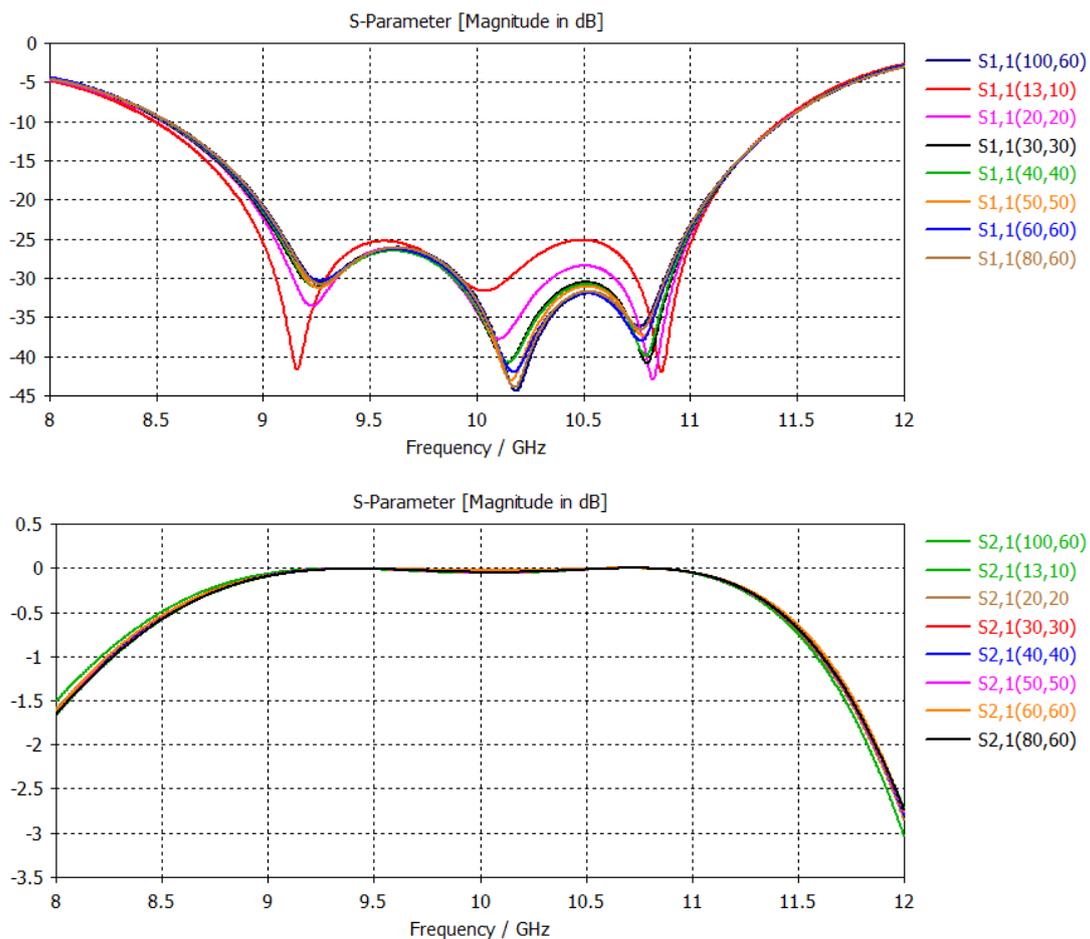


Figura 4.29. Análisis de convergencia transformador de impedancia óptimo con 10 secciones

Ahora se compara la respuesta obtenida en CST después de hacer el análisis de convergencia, con la respuesta obtenida con el método de MM cambiando el número de modos con los que se hace el análisis.

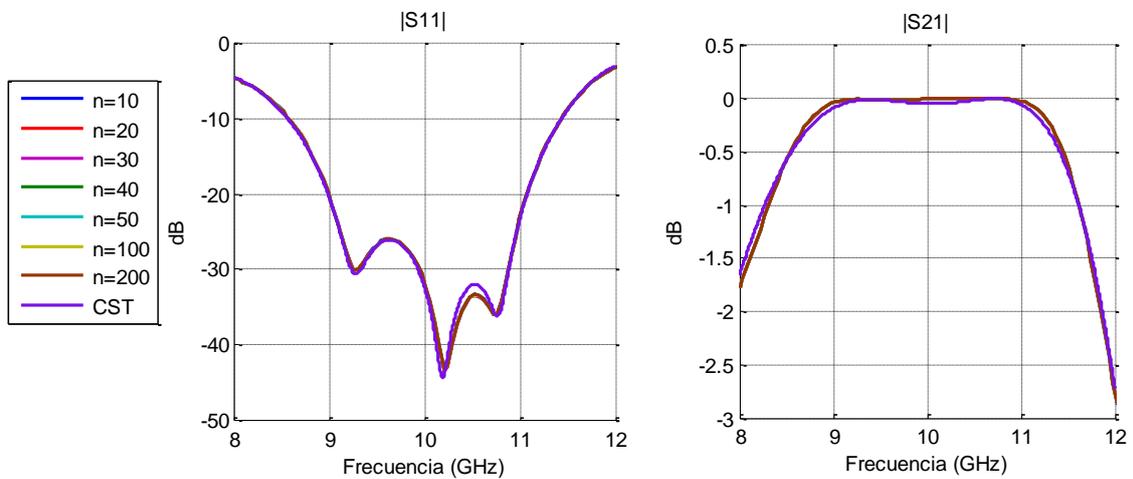


Figura 4.30. Análisis con MM y comparación respuesta CST, transformador de impedancia óptimo con 10 secciones

Al realizar la comparación de la respuesta obtenida en CST y con MM, como se observa en la figura 4.30 las respuestas son similares, además ha servido para darse cuenta que la respuesta de la optimización que se muestra en la figura 4.28 no es la correcta debido a la resolución con la que se ha hecho la simulación en CST. Por tanto, al final de este proceso se ha conseguido un transformador de impedancia con 10 secciones y una adaptación por debajo de -20 dB en la banda de trabajo.

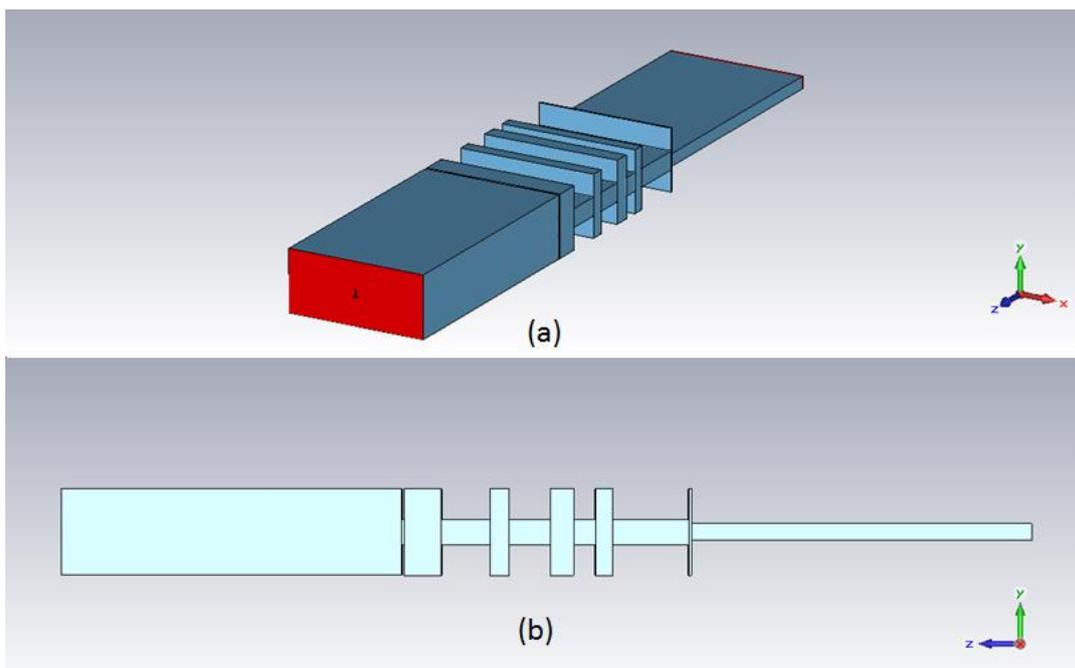


Figura 4.31. Estructura modelo electromagnético, transformador óptimo con 10 secciones adaptadoras.

# 5 Conclusiones y trabajo futuro

## 5.1 CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de este trabajo se ha partido de la idea de tener un modelo circuital de un transformador con el cual se verifique que se puede llegar a cumplir las especificaciones de diseño, para luego pasar a un diseño de modelo electromagnético que cumpla las mismas especificaciones que el modelo circuital pero teniendo en cuenta los efectos electromagnéticos que el modelo circuital no tiene.

En el capítulo 3 se hizo un estudio previo de diseño de un transformador, partiendo de dos estructuras de circuito con las cuales se realizó el diseño del modelo circuital y a continuación el modelo electromagnético en CST. Después de comprobar que el diseño electromagnético cumplía las especificaciones de diseño, se aplica el método de ajuste modal. De esta manera se pudo comprobar que las respuestas obtenidas en CST y con MM eran similares, y por tanto el análisis con MM ofrece resultados muy parecidos a los que se obtienen en CST.

En el capítulo 4, se diseñó un transformador de impedancia con especificaciones más cercanas a una aplicación real. Siguiendo el proceso mencionado anteriormente, primero comprobando que el modelo circuital cumpla las especificaciones, y luego del modelo electromagnético. Durante el diseño se observó que la respuesta del modelo circuital con líneas de transmisión no era la misma que la del modelo electromagnético, cuando en las líneas de transmisión se aplicaba la condición  $Z_l \ll Z_h$ , que en el diseño en guía sería  $b_{min} \ll b_{max}$ . Por tanto para mejorar la transmisión en el modelo electromagnético el valor de  $b_{max}$  se debió aproximar al valor más pequeño que se podía tener. Aunque la transmisión mejoro, no se consiguió tener la adaptación requerida por tanto se pasó a un proceso de optimización en las cuales se retocaron los valores de las longitudes de las secciones adaptadoras y del valor de  $b_{max}$ . De esta manera se consiguió una mejor adaptación en la banda de trabajo.

Al finalizar este trabajo se ha comprobado que la respuesta del modelo circuital con líneas de transmisión es lo bastante buena, comparada con la respuesta del diseño con elementos concentrados. Por otra parte, la respuesta del modelo electromagnético no se aproxima a la respuesta del modelo circuital (con elementos concentrados y líneas de transmisión). Por

tanto, ha sido necesario aplicar un proceso de optimización al modelo electromagnético para conseguir una mejor respuesta.

El programa de ajuste modal, ha sido útil a la hora de obtener las respuestas del modelo electromagnético, ya que no tarda mucho tiempo en calcularla y esto hace que el tiempo que se usa para el diseño y comprobar resultados sea menor, además que brinda resultados bastante buenos y similares a los que ofrece CST.

## 5.2 TRABAJO FUTURO

Después del desarrollo de este trabajo y de los resultados obtenidos, se pretende poder seguir mejorando el proceso de diseño de transformadores aplicando otros métodos o creando herramientas de optimización como la que tiene CST.

Este trabajo ha sido enfocado al diseño en ordenador, con la experiencia adquirida se podría hacer más diseños que fuesen usados en sistemas de telecomunicaciones y que por tanto también se pudiesen construir. Teniendo en cuenta la realización de otros trabajos como el diseño de un ortomodo en banda X y el polarizador de doble banda, una línea a seguir sería el diseño de la red de adaptación que habría entre estos dos sistemas y así llevar a cabo su construcción.

## 6 Referencias

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4<sup>a</sup> ed., John Wiley & Sons, 2011.
- [2] J. Uher, J. Bornemann y U. Rosenberg, *Wavaguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Artech House, 1993.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave and RF design of wireless systems*, John Wiley & Sons, 2001.
- [4] G. Matthaei, L. Young y E. Jones, *Design of Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, vol. I, Stanford Research Institute, 1963.
- [5] G. L. Matthaei, «Tables of Chebyshev Impedance-Trasnforming Networks of Low-Pass Filter Form,» *The Stanford Research Institute, Menlo Park, Calif*, pp. 939-963, 1964.

## Anexo A: Parámetros ABCD de algunos circuitos de dos puertos

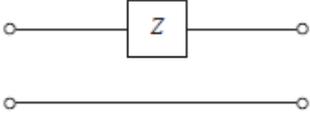
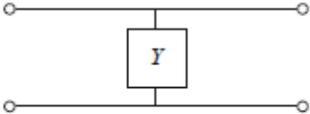
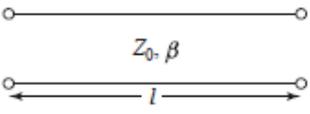
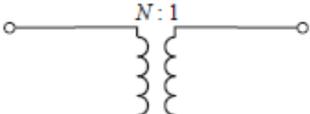
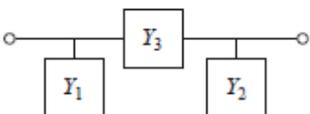
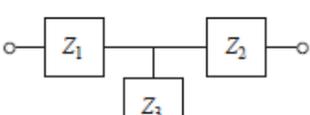
Circuit	ABCD Parameters	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta \ell$ $C = jY_0 \sin \beta \ell$	$B = jZ_0 \sin \beta \ell$ $D = \cos \beta \ell$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

Tabla extraída de [1]

# Anexo B: Conversión de parámetros en redes de dos puertos

	<i>S</i>	<i>Z</i>	<i>Y</i>	<i>ABCD</i>
<i>s</i> <sub>11</sub>	<i>s</i> <sub>11</sub>	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>s</i> <sub>12</sub>	<i>s</i> <sub>12</sub>	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>s</i> <sub>21</sub>	<i>s</i> <sub>21</sub>	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>s</i> <sub>22</sub>	<i>s</i> <sub>22</sub>	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
<i>Z</i> <sub>11</sub>	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> <sub>11</sub>	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
<i>Z</i> <sub>12</sub>	$Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> <sub>12</sub>	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD - BC}{C}$
<i>Z</i> <sub>21</sub>	$Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> <sub>21</sub>	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
<i>Z</i> <sub>22</sub>	$Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	<i>Z</i> <sub>22</sub>	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
<i>Y</i> <sub>11</sub>	$Y_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	<i>Y</i> <sub>11</sub>	$\frac{D}{B}$
<i>Y</i> <sub>12</sub>	$Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	<i>Y</i> <sub>12</sub>	$\frac{BC - AD}{B}$
<i>Y</i> <sub>21</sub>	$Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	<i>Y</i> <sub>21</sub>	$\frac{-1}{B}$
<i>Y</i> <sub>22</sub>	$Y_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	<i>Y</i> <sub>22</sub>	$\frac{A}{B}$
<i>A</i>	$\frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	<i>A</i>
<i>B</i>	$Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	<i>B</i>
<i>C</i>	$\frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{- Y }{Y_{21}}$	<i>C</i>
<i>D</i>	$\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	<i>D</i>

$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}; \quad |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}; \quad Y_0 = 1/Z_0.$

Tabla extraída de [1]