

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID**

**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



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

**TRABAJO FIN DE GRADO**

**DISEÑO DE UN POLARIZADOR PARA UN  
ALIMENTADOR DE ANTENA EN BANDA Ka EN GUÍA  
DE ONDA RECTANGULAR**

**Daniel García-Ocaña Hernández  
Tutor: Jorge A. Ruiz Cruz**

**Junio 2015**



# Resumen

Este documento expone un estudio detallado sobre el diseño de polarizadores en guía de onda rectangular, orientados a su uso en alimentadores de antena.

Para ello, inicialmente expondremos la necesidad de estos dispositivos en la actualidad y se definirá brevemente la funcionalidad de un polarizador. A continuación, pasaremos a estudiar las técnicas que nos permitirán generar una polarización circular que finalmente alimentará a una antena.

Teniendo claros los conceptos base, se realizará un primer diseño de polarizador, operativo en una única banda de frecuencias, con el objetivo de poner en práctica las técnicas explicadas y comprobar su validez. Para lograrlo se harán las primeras estimaciones con el modelo circuital equivalente del polarizador, y una vez tengamos un diseño funcional, se realizará una simulación full-wave en la cual pasaremos a considerar todos los efectos electromagnéticos que el modelo circuital no tiene en cuenta. Para asegurarnos de que los resultados obtenidos con la simulación full-wave son correctos, estos serán llevados a cabo mediante el software comercial CST Microwave Studio y mediante un software propietario que emplea la técnica de Mode-Matching.

Ya confirmadas las técnicas de diseño y la validez de los resultados obtenidos, se pasará a realizar un segundo polarizador en banda Ka siguiendo unas especificaciones de diseño reales. Más concretamente se diseñará un polarizador de doble banda, dispositivo típico utilizado en comunicaciones por satélite. En este diseño optimizaremos las dimensiones del dispositivo con el objetivo de conseguir un polarizador lo más pequeño posible (en términos de longitud) y operativo en el mayor rango de frecuencias.

En ambos casos se realizará un estudio de sensibilidad que nos permitirá conocer la máxima variabilidad que podrá sufrir el polarizador diseñado si se llevara a cabo su construcción.



# Abstract

The aim of this project is to design a rectangular waveguide polarizer for an antenna feed system.

For this purpose, the first step is to carry out an investigation about the current situation of polarizers, explaining what they are, their serviceability and the different design technics that can be found nowadays, as well as introducing general concepts of circular polarization.

Having developed these ideas, a first design will be implemented. This polarizer will only work in a single frequency band and would not be optimized, as the purpose of this design will be to try out all theoretical principles just exposed. In order to achieve that, firstly an equivalent circuit model analysis will be done. At the time we have reached a working design, it will be appraised by a full-wave analysis in which all electromagnetic phenomena ignored by the circuit model will be considered. To ensure that the full-wave simulation results are correct, this simulation will be held by CST Microwave Studio commercial software and by a proprietary software based on Mode-Matching technic.

Once the reliability of the design technics has been proved, a Ka-band polarizer with real implementation specifications will be finally designed. More specifically, we will focus on the design of a dual-band polarizer, a typical device in satellite communications where a frequency band (the lowest) is commonly used as the download link and another band (the highest) is used as the upload link. This design will be fully optimized in terms of both length and performance.

Finally, in each case a sensitivity analysis will be carried out in order to predict the maximum variability these designs could end up having if its construction would be accomplished.



# Palabras clave

Ancho de banda, análisis modal, banda Ka, CST, corrugación, desfase, discontinuidad, desfasador, doble banda, guía de onda, guía de onda rectangular, modo fundamental, modelo circuital, polarización circular, polarización lineal, polarizador, relación axial.

# Keywords

Bandwidth, Mode-Matching, Ka band, CST, corrugation, phase increment, discontinuity, dual band, phase shifter, waveguide, rectangular waveguide, fundamental mode, circuit model, circular polarization, linear polarization, polarizer, axial ratio.

# Glosario

- **CST:** Computer Simulation Technology.
- **MM:** Mode-Matching.
- **PMW:** Perfect Magnetic Wall.
- **PEW:** Perfect Electric Wall.
- **TE:** Transverse Electric.
- **TM:** Transverse Magnetic.



# INDICE DE CONTENIDOS

<b>Capítulo 1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1    Motivación.....	1
1.2    Estado del arte.....	2
1.3    Objetivos .....	2
1.4    Organización de la memoria.....	3
<b>Capítulo 2. Marco teórico .....</b>	<b>5</b>
2.1    Guía de onda rectangular.....	5
2.2    Concepto de polarización y tipos.....	8
2.2.1    Polarización lineal.....	8
2.2.2    Polarización circular .....	9
2.2.3    Polarización elíptica.....	10
2.3    Relación axial .....	11
<b>Capítulo 3. Parámetros de diseño del polarizador.....</b>	<b>13</b>
3.1    Modelado de la señal de entrada .....	13
3.2    Guía de onda cuadrada .....	15
3.3    Dimensiones del puerto de entrada.....	16
3.3.1    Sección transversal de los puertos .....	16
3.3.2    Sección longitudinal de los puertos.....	17
3.4    Desfase entre modos.....	18
3.4.1    Discontinuidad de plano E.....	19
3.4.2    Discontinuidad de plano H.....	20
3.4.3    Sección del polarizador.....	21
<b>Capítulo 4. Polarizador monobanda .....</b>	<b>25</b>
4.1    Caracterización del polarizador .....	25
4.2    Estimación de $\beta_{TE10}$ y $\beta_{TE01}$ .....	28
4.3    Determinación del número de secciones del polarizador .....	39
4.4    Análisis de resultados .....	40
4.4.1    Simulación del modelo circuital con Matlab vs simulación full-wave con Mode-Matching .....	41
4.5    Estudio de sensibilidad .....	42
<b>Capítulo 5. Polarizador de doble banda.....</b>	<b>45</b>

5.1	Caracterización del polarizador .....	45
5.2	Optimización de las dimensiones de la guía .....	46
5.3	Análisis de resultados .....	52
5.3.1	Simulación del modelo circuital con Matlab vs simulación full-wave con Mode-Matching .....	53
5.3.2	Corrección del modelo .....	55
5.4	Estudio de sensibilidad .....	58
<b>Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro.....</b>		<b>60</b>
6.1	Conclusiones .....	60
6.2	Trabajo futuro.....	61
<b>Referencias .....</b>		<b>62</b>
<b>ANEXO A: Notación.....</b>		<b>63</b>
<b>ANEXO B: Simetría en las discontinuidades.....</b>		<b>64</b>
<b>ANEXO C: Conversiones entre parámetros de redes de dos puertos .....</b>		<b>67</b>
<b>ANEXO D: Análisis de convergencia.....</b>		<b>68</b>
<b>ANEXO E: Solución al problema de las fases .....</b>		<b>71</b>
<b>ANEXO F: Simulación del polarizador monobanda .....</b>		<b>74</b>

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama esquemático de un alimentador de antena .....	1
Figura 2.1 – Geometría de una guía de onda rectangular .....	5
Figura 2.2 – Ejemplo de polarización lineal extraído de [6] .....	9
Figura 2.3 – Ejemplo de polarización circular extraído de [6] .....	10
Figura 2.4 – Elipse de polarización descrita por una señal al propagarse a lo largo del eje $z$ ..	11
Figura 3.1 – (a) Campo eléctrico de los modos $TE_{10}$ y (b) $TE_{01}$ en una guía de onda rectangular cualquiera con $a > b$ .....	13
Figura 3.2 – Ejemplos de interconexión de otro dispositivo con el polarizador (a) sin simetría física y (b) sin simetría física en la discontinuidad .....	15
Figura 3.3 – Diagrama circuital de un polarizador .....	19
Figura 3.4 – (a) Discontinuidad de plano E y (b) su circuito equivalente, extraídos de [5] .....	19
Figura 3.5 – (a) Discontinuidad de plano H y (b) su circuito equivalente, extraídos de [5] .....	20
Figura 3.6 – Sección del polarizador: (a) perspectiva isométrica, (b) corte transversal, (c) corte longitudinal, (d) circuito equivalente respecto del modo $TE_{10}$ y (e) circuito equivalente respecto del modo $TE_{01}$ .....	21
Figura 3.7 – Comportamiento de una sección para distintos valores de $bdisc$ y $t$ con los planos de referencia situados al comienzo de la discontinuidad .....	23
Figura 4.1 – Polarizador en guía de onda cuadrada corrugada .....	26
Figura 4.2 – Evolución del desfase entre modos (a) al comienzo de la primera sección del polarizador y (b) tras recorrer una distancia $d'$ a partir de la primera sección .....	28
Figura 4.3 – Módulo de los parámetros S de una sección del polarizador con los planos de referencia desplazados al comienzo de la discontinuidad .....	29
Figura 4.4 – Fase de los parámetros S de una sección del polarizador con los planos de referencia desplazados al comienzo de la discontinuidad .....	30
Figura 4.5 – Polarizador construido con N secciones puestas en cascada (arriba) y su modelo circuital equivalente (abajo) .....	31
Figura 4.6 – Variación en fase de los modos $TE_{10}$ (arriba) y $TE_{01}$ (abajo) .....	32

Figura 4.7 – Diferencia de fase entre modos $\varphi S_{21V} - \varphi S_{21H}$ para un polarizador con distinto número de corrugaciones.....	33
Figura 4.8 – Fase de transmisión del modo $TE_{10}$ sin corregir (arriba) y corregida (abajo) ....	35
Figura 4.9 – Fase de transmisión del modo $TE_{01}$ sin corregir (arriba) y corregida (abajo) ....	36
Figura 4.10 – Desfase entre modos $\varphi S_{21V} - \varphi S_{21H}$ sin corregir (arriba) y corregida (abajo) .....	37
Figura 4.11 – Evolución de la constante de propagación del modo $TE_{01}$ en toda la banda de trabajo (izquierda) y a la frecuencia de operación (derecha) .....	38
Figura 4.12 – Estimación de la constante de propagación de los modos $TE_{10}$ y $TE_{01}$ .....	39
Figura 4.13 – Comparativa full-wave (f-w) vs modelo circuital (circ) de un polarizador con 8 secciones en cascada .....	41
Figura 4.14 – Estudio de sensibilidad llevado a cabo con 5000 pruebas aleatorias, suponiendo una tolerancia de $\pm 0.05 \text{ mm}$ .....	43
Figura 5.1 – Comportamiento en fase de un polarizador doble-banda extraído de [6] .....	46
Figura 5.2 – Variación de la curva de fase del polarizador para distintos valores de $a = b$ con $t = 1 \text{ mm}$ y $d = 1 \text{ mm}$ .....	47
Figura 5.3 – Variación del coeficiente de reflexión del modo $TE_{10}$ para distintos valores de $a = b$ con $t = 1 \text{ mm}$ y $d = 1 \text{ mm}$ .....	49
Figura 5.4 – Variación del coeficiente de reflexión del modo $TE_{01}$ para distintos valores de $a = b$ con $t = 1 \text{ mm}$ y $d = 1 \text{ mm}$ .....	49
Figura 5.5 – Deseñe entre modos introducido por una sección.....	50
Figura 5.6 – Comparativa full-wave vs modelo circuital de un polarizador con 13 secciones en cascada.....	53
Figura 5.7– Simulación full-wave del polarizador corregido .....	57
Figura 5.8 – Estudio de sensibilidad llevado a cabo con 5000 pruebas aleatorias, suponiendo una tolerancia de $\pm 0.05 \text{ mm}$ .....	58
Figura B.1 – Planos de simetría en una guía de onda rectangular .....	64
Figura D.1 – Sección canónica del polarizador diseñada en CST .....	68
Figura D.2 – Comparación de coeficientes de transmisión y reflexión.....	69

Figura D.3 – Comparación de fases de transmisión .....	69
Figura D.4 – Comparación del desfase entre modos.....	70
Figura E.1 – Evolución de la fase del modo $TE_{10}$ para N secciones puestas en cascada.....	72
Figura E.2 – Evolución de la fase del modo $TE_{10}$ para N secciones puestas en cascada.....	73
Figura F.1 – Simulación del modelo circuital equivalente de un polarizador con 68 secciones en cascada .....	74
Figura F.2 – Simulación full-wave de un polarizador con 68 secciones en cascada .....	76

## INDICE DE TABLAS

Tabla 4.1 – Criterios de diseño del polarizador .....	40
Tabla 4.2 – Comparativa de los resultados obtenidos mediante simulación del modelo circuital con Matlab, simulación full-wave con CST y con Mode-Matching.....	42
Tabla 4.3 – Media y desviación típica del desfase entre modos y la relación axial para una muestra de 5000 simulaciones.....	44
Tabla 5.1 – Criterios de diseño del polarizador .....	46
Tabla 5.2 – Dimensiones del desfasador diseñado.....	52
Tabla 5.3 – Comparativa de los resultados obtenidos mediante simulación del modelo circuital con Matlab, simulación full-wave con CST y con Mode-Matching.....	55
Tabla 5.4 – Dimensiones del desfasador corregido .....	56
Tabla 5.5 – Resultados obtenidos mediante simulación full-wave del polarizador corregido ..	56
Tabla 5.6 – Media y desviación típica del desfase entre modos y la relación axial para una muestra de 5000 simulaciones.....	59



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 MOTIVACIÓN

Una de las partes más importantes de un sistema de telecomunicaciones moderno es el alimentador de antena. Este conjunto de componentes es el que hace posible que la información que queremos transmitir llegue a su destino.

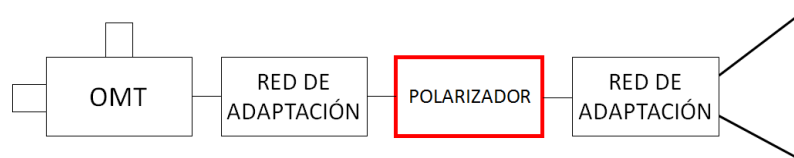


Figura 1.1 – Diagrama esquemático de un alimentador de antena

La continua demanda de más ancho de banda es una realidad que puede observarse en ejemplos del día a día como la transmisión de televisión o las comunicaciones móviles, ámbitos en los que se busca obtener la tasa de transmisión más alta para la mayor cantidad de datos posibles. Y es precisamente este afán por querer transmitir la máxima cantidad de información posible, la que ha llevado a buscar técnicas que posibiliten el aprovechamiento máximo de la banda de frecuencias en la que se trabaje. Una manera de conseguirlo es usando doble polarización, lineal o circular, siendo esta última la que nos ofrezca mayores ventajas. Algunas de ellas se pueden encontrar en [1].

Cuando se trabaja en doble polarización circular el elemento encargado de implementarla, y en torno al cual se va a centrar este trabajo, es el polarizador, dispositivo que a partir de una señal linealmente polarizada a la entrada es capaz de generar una polarización circular a la salida.



Así pues, la motivación de este trabajo es dar a conocer las técnicas actuales de diseño de polarizadores aplicadas a la banda Ka, rango de frecuencias muy utilizado en las comunicaciones vía satélite, y exponer la situación de esta disciplina a día de hoy.

## 1.2 ESTADO DEL ARTE

La evolución en el diseño de polarizadores de ha hecho notable a lo largo del tiempo en la reducción de su tamaño y en el ancho de banda de funcionamiento principalmente.

Uno de los primero diseños que podemos encontrar en [2] es un polarizador monobanda capaz de operar entre 30 GHz y 34.5 GHz asegurando una polarización circular con  $\pm 1^\circ$  de desviación de base. Estos primeros diseños que datan de 1986, a pesar de ser capaces de ofrecer un comportamiento muy bueno en el mayor ancho de banda posible, no estaban optimizados ya que las técnicas computacionales de la época no lo permitían. Así, nos encontramos con que la longitud que presentaban era de en torno a 35 mm para polarizadores de banda Ka.

Conforme hemos evolucionado tecnológicamente y las capacidades de los ordenadores han mejorado, se ha logrado llegar a resolver complejos métodos numéricos que permiten una mayor optimización de las dimensiones de estos dispositivos. Al mismo tiempo, la búsqueda de un mayor aprovechamiento del ancho de banda disponible ha llevado a lo que hoy en día conocemos como polarizadores “dual band”. En [3] podemos encontrar un diseño de este tipo de polarizadores para banda Ka. Con una longitud de 16.56 mm, este polarizador es capaz de garantizar una polarización circular pura en las bandas de 25GHz-26GHz y 34GHz-35GHz con errores de desviación de fase de alrededor de  $\pm 2^\circ$ .

Siguiendo esta línea evolutiva el siguiente paso, tal y como puede verse en [4], es conseguir polarizaciones circulares en el 50% del ancho total de la banda en que se trabaje (respecto de la frecuencia central) con desviaciones de fase menores de  $\pm 2^\circ$ .

## 1.3 OBJETIVOS

El objetivo de este trabajo es dar a conocer el proceso de diseño de un polarizador. Para ello primero se hará un análisis sobre las técnicas actuales de diseño de polarizadores. Una vez tengamos claros estos principios, pasaremos a aplicarlos para realizar un primer diseño que haga uso de todo lo estudiado.

Tras comprobar la validez de las técnicas de diseño expuestas se pasará a realizar un polarizador de doble banda con las dimensiones optimizadas para ofrecer el mayor rendimiento posible con las menores dimensiones. Este último diseño será un acercamiento a los

polarizadores que se diseñan en la actualidad, los cuales buscan conseguir una polarización circular lo más pura posible en la mayor banda de frecuencias.

Un objetivo secundario, pero igual de importante, será familiarizarse a lo largo del proyecto con las distintas herramientas de simulación electromagnética existentes en el mercado actual.

#### 1.4 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

Este documento sigue la siguiente estructura:

- Capítulo 1: Motivación, estado del arte, objetivos y organización de la memoria. Constituye una introducción general al problema que se va a abordar: el diseño de un polarizador en guía de onda rectangular.
- Capítulo 2: Con objetivo de asentar las bases teóricas que prevalecen a los desarrollos que siguen, se darán a conocer las principales soluciones de campo para el caso particular de la guía de onda rectangular. Así mismo, se explicarán los tipos de polarizaciones existentes así como su principal parámetro de medida: la relación axial.
- Capítulo 3: En este capítulo se marcarán las pautas iniciales que todo diseño ha de contemplar: modelado de la señal de entrada y correcta elección de las dimensiones de los puertos de entrada de la estructura. Además, se hará un análisis sobre el comportamiento desfasador de las discontinuidades de plano E y plano H.
- Capítulo 4: El siguiente paso será poner en práctica las técnicas de diseño explicadas en el capítulo 3. A lo largo de este capítulo, se expondrá el proceso de diseño de un polarizador monobanda a partir de su modelo circuital equivalente. Esta aproximación circuital será a continuación sometida a un análisis full-wave, donde finalmente comprobaremos si se cumplen los criterios de diseño buscados. Como último paso, se llevará a cabo un estudio de sensibilidad que permitirá conocer la máxima variabilidad que podrá sufrir el polarizador diseñado si se llevase a cabo su construcción.
- Capítulo 5: Se contemplará un último caso de estudio en el cual, diseñaremos un polarizador de doble banda con especificaciones de diseño más reales y restrictivas como las que podemos encontrar en los polarizadores empleados en comunicaciones por satélite en banda Ka en la actualidad. De nuevo, se llevará a cabo un estudio de sensibilidad.

- Capítulo 6: Por último, se comentan las conclusiones extraídas de este trabajo, y se sugieren algunas líneas de trabajo para continuar en un futuro.

# Capítulo 2

## Marco teórico

### 2.1 GUÍA DE ONDA RECTANGULAR

Para llevar a cabo nuestro diseño se va a emplear la tecnología de guía de onda rectangular. Las bajas pérdidas que introduce este medio de transmisión cuando se utiliza a altas frecuencias y su creciente implantación en los sistemas de comunicación a distancia, hacen que se convierta en uno de los medios más apropiados para trabajar en banda Ka  $\sim 26 - 40$  GHz.

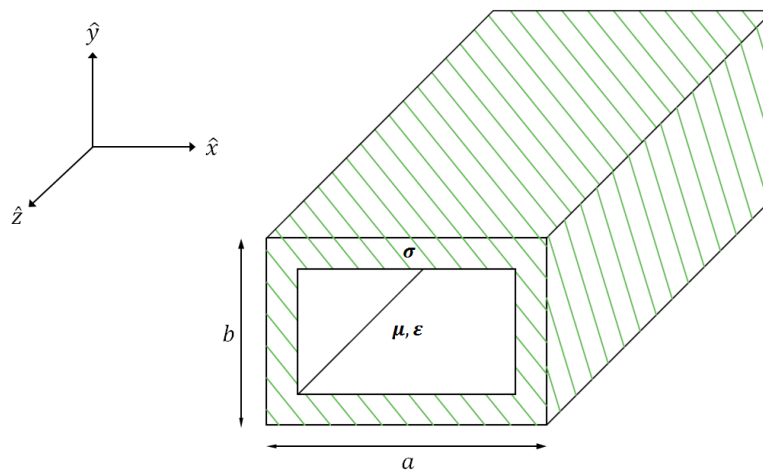


Figura 2.1 – Geometría de una guía de onda rectangular

Sea una guía de onda rectangular como la mostrada en figura 2.1, en la cual las ondas se propagan a lo largo del eje  $\hat{z}$  (dirección  $+\hat{z}$ ), los campos eléctrico y magnético contenidos en su interior pueden escribirse como:

$$\vec{E}(x, y, z) = [\vec{e}(x, y) + \hat{z}e_z]e^{-\gamma z} \quad (2.1a)$$

$$\vec{\mathbf{H}}(x, y, z) = [\vec{\mathbf{h}}(x, y) + \hat{z}h_z]e^{-\gamma z} \quad (2.1b)$$

donde  $\vec{\mathbf{e}}(x, y)$  y  $\vec{\mathbf{h}}(x, y)$  representan la componente transversal ( $\hat{x}, \hat{y}$ ) de  $\vec{\mathbf{E}}$  y  $\vec{\mathbf{H}}$ , y  $e_z$  y  $h_z$  son la componente longitudinal de estos mismos campos. Debido a la existencia de un único conductor, este tipo de guías únicamente soporta modos TE y TM, de manera que en algunas ocasiones se dará  $E_z = e_z e^{-\gamma z} = 0$  (TE) y en otras  $H_z = h_z e^{-\gamma z} = 0$  (TM).

El resultado de resolver la ecuación de Helmholtz [5] y aplicar las correspondientes condiciones de contorno en las paredes de la guía nos dará la solución de las ecuaciones de Maxwell para los modos  $TE_{mn}$ :

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.2a)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.2b)$$

$$H_x = \frac{j\gamma m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.2c)$$

$$H_y = \frac{j\gamma n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.2d)$$

$$H_z = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.2e)$$

y  $TM_{mn}$

$$E_x = -\frac{j\gamma m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.3a)$$

$$E_y = -\frac{j\gamma n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.3b)$$

$$E_z = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.3c)$$

$$H_x = \frac{j\omega\varepsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.3d)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\varepsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} \quad (2.3e)$$

con  $m$  el número de variaciones horizontales,  $n$  el número de variaciones verticales,  $a$  el lado mayor de la guía (por convenio apoyado en el eje  $x$ ),  $b$  el lado menor de la guía y  $\gamma$  la constante de propagación del modo en cuestión e igual a:

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} + \alpha_c \quad (2.4)$$

donde

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

es la constante de propagación de una onda plana en el dieléctrico del que esté rellena la guía y

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.6)$$

es el número de onda que define la frecuencia de corte del modo  $mn$ :

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (2.7)$$

frecuencia a partir de la cual el modo  $mn$  comienza a propagarse en el interior de la guía. Por debajo de esa frecuencia se considera que el modo está al corte, y recibe el nombre de modo evanescente. En estos casos, la constante de propagación  $\gamma$  es puramente real, con lo cual los campos decaen rápidamente de manera exponencial. Por tanto, la expresión (2.4) se puede reescribir como

$$\gamma = \begin{cases} \alpha + \alpha_c, & f < f_c \\ \alpha_d + j\beta + \alpha_c, & f > f_c \end{cases} \quad (2.8)$$

donde  $\alpha$  representa el factor de pérdidas debidas a que el modo se encuentre al corte. De aquí en adelante, todos los desarrollos matemáticos que aparezcan serán realizados suponiendo la guía rellena de un dieléctrico sin pérdidas ( $\mu = \mu_0$ ,  $\varepsilon = \varepsilon_0$ ) y que las paredes de la misma son de conductor eléctrico perfecto ( $\sigma = \infty$ ). Bajo estas condiciones, llegamos a que la atenuación debida a pérdidas del dieléctrico  $\alpha_d$  y a pérdidas del conductor  $\alpha_c$  son constantes e iguales a cero, y la expresión (2.8) se reduce a

$$\gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \begin{cases} \alpha, & f < f_c \\ j\beta, & f > f_c \end{cases} \quad (2.9)$$

El hecho de que se generalice la frecuencia de corte para el modo  $mn$  sin indicar si se trata de un  $TE$  o  $TM$ , se debe a que en guía de onda rectangular todos los modos con  $m \neq 0$  y  $n \neq 0$  son degenerados ( $f_{c,TE} = f_{c,TM}$ ), mientras que si  $m = 0$  o  $n = 0$  únicamente existirán modos  $TE$ .

A partir de estas soluciones para guía rectangular podemos afirmar que el primer modo en propagarse es el  $TE_{10}$ , el cual recibirá el nombre de modo fundamental.

## 2.2 CONCEPTO DE POLARIZACIÓN Y TIPOS

El objetivo de este trabajo consiste en diseñar un dispositivo que a partir de una señal linealmente polarizada a la entrada, sea capaz de generar una polarización circular a la salida. Vamos a explicar qué se entiende por polarización y qué es lo que diferencia la polarización circular de la lineal.

La polarización de una onda electromagnética viene dada por la forma geométrica que describe el extremo del vector del campo (eléctrico o magnético) al variar el tiempo. Para el caso de una onda plana homogénea propagándose según  $+\hat{z}$ , la expresión del campo eléctrico instantáneo puede ser escrita de la siguiente manera:

$$\vec{E}(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (2.10)$$

con

$$E_x(z, t) = \text{Re}\{E_x e^{j(\omega t - \gamma z)}\} = \text{Re}\{E_{x0} e^{j(\omega t - \gamma z + \varphi_x)}\} = E_{x0} \cos(\omega t - \gamma z + \varphi_x) \quad (2.11a)$$

$$E_y(z, t) = \text{Re}\{E_y e^{j(\omega t - \gamma z)}\} = \text{Re}\{E_{y0} e^{j(\omega t - \gamma z + \varphi_y)}\} = E_{y0} \cos(\omega t - \gamma z + \varphi_y) \quad (2.11b)$$

donde, de acuerdo al Anexo A,  $E_x$  es el fasor de la componente según  $\hat{x}$  y  $E_{x0}$  y  $\varphi_x$  el módulo y la fase de  $E_x$  respectivamente. De manera análoga,  $E_y$  será el fasor de la componente según  $\hat{y}$ , con módulo y fase  $E_{y0}$  y  $\varphi_y$  respectivamente.

Atendiendo a la forma descrita por el vector de campo eléctrico a medida que varía el tiempo, podemos clasificar las polarizaciones en tres tipos: lineales, circulares y elípticas. Pasamos a continuación a explicarlas.

### 2.2.1 POLARIZACIÓN LINEAL

Se dice que un campo que se propaga según  $\hat{z}$  está polarizado linealmente si su vector de campo eléctrico oscila siempre en la misma línea recta en cada uno de los planos XY perpendiculares a la dirección de propagación. Esto sólo puede conseguirse dos maneras:

1. Si el vector de campo eléctrico posee una única componente, recibiendo el nombre de polarización lineal horizontal si esa componente es  $\vec{E}_x(z, t)$ , y polarización lineal vertical si solo tiene componente  $\vec{E}_y(z, t)$ .
2. Si las dos componentes lineales ortogonales que componen el vector de campo eléctrico están en fase o desfasadas un múltiplo entero de  $180^\circ$  (contrafase):

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.12)$$

La figura 2.2 muestra un ejemplo de una polarización lineal en la que se ha particularizado la expresión (2.10) en un instante  $t = t'$  concreto de tiempo. Como puede apreciarse, cualquier vector de campo  $\vec{E}$  puede expresarse a su vez como la superposición de una polarización horizontal y otra vertical que, tal y como se muestra en [6], pueden ser transmitidas de manera independiente debido al desacople por ortogonalidad existente entre ambas componentes.

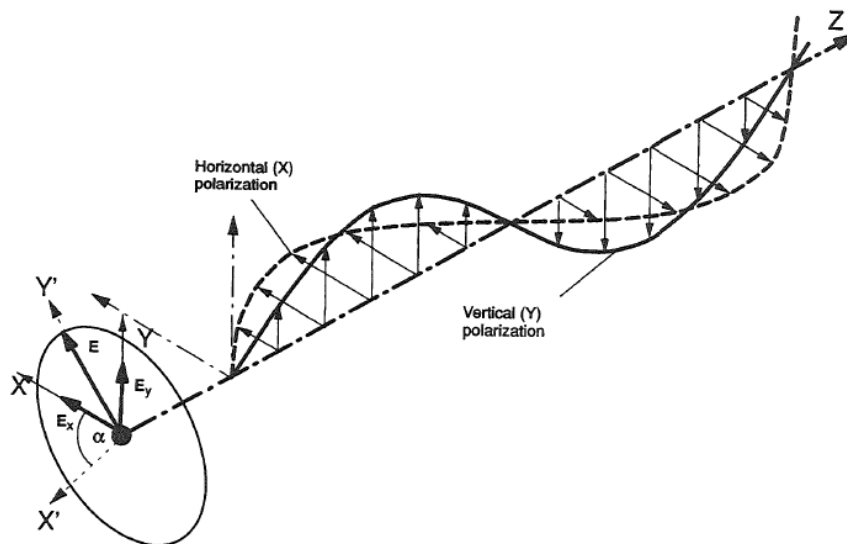


Figura 2.2 – Ejemplo de polarización lineal extraído de [6]

## 2.2.2 POLARIZACIÓN CIRCULAR

Un campo que se propaga según  $\hat{z}$  está polarizado circularmente si en un punto concreto del espacio  $z = z'$ , su vector de campo eléctrico describe una hélice circular a medida que avanza en el tiempo. Un ejemplo de este tipo de polarización se expone en la figura 2.3, donde se ha particularizado la expresión (2.10) en un instante de tiempo  $t = t'$  concreto.



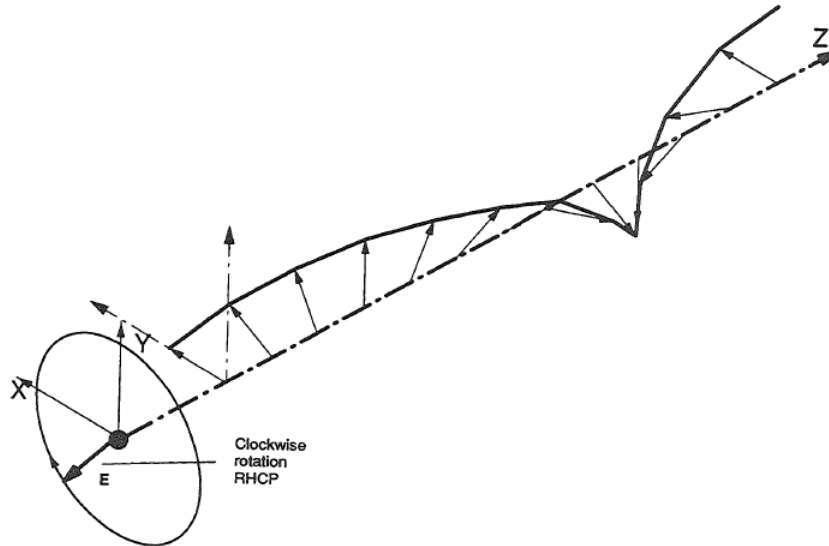


Figura 2.3 – Ejemplo de polarización circular extraído de [6]

Para alcanzar este comportamiento, las condiciones necesarias y suficientes que se tienen que cumplir son:

1. El vector de campo eléctrico debe tener dos componentes lineales ortogonales.
2. Las dos componentes deberán tener la misma amplitud:

$$E_{x0} = E_{y0} \quad (2.13)$$

3. Las dos componentes deberán estar desfasadas un múltiplo impar de  $90^\circ$ .

$$\Delta\varphi = \varphi_y - \varphi_x = \begin{cases} +\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3 \dots & (RHCP) \\ -\left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0,1,2,3 \dots & (LHCP) \end{cases} \quad (2.14)$$

La polarización se llama circular a derechas (Right-Hand Circular Polarization) si la rotación es en el sentido de las agujas del reloj, y circular a izquierdas (Left-Hand Circular Polarization) si la rotación es en sentido contrario a las agujas del reloj.

### 2.2.3 POLARIZACIÓN ELÍPTICA

Los campos que no cumplen las condiciones de polarización lineal ni de polarización circular se dice que están polarizados elípticamente. En este caso, la forma descrita por el campo que se propaga según  $\hat{z}$  a medida que avanza el tiempo, es una elipse. Al igual que ocurría en la polarización circular, su sentido de giro puede ser a izquierdas o a derechas.

Dado que en este documento únicamente cobrarán importancia las dos primeras polarizaciones explicadas, no entraremos en más detalle de la polarización elíptica.

### 2.3 RELACION AXIAL

Para comprobar la calidad de una polarización circular, aparece una figura de mérito llamada relación axial (axial ratio –  $AR$ ).

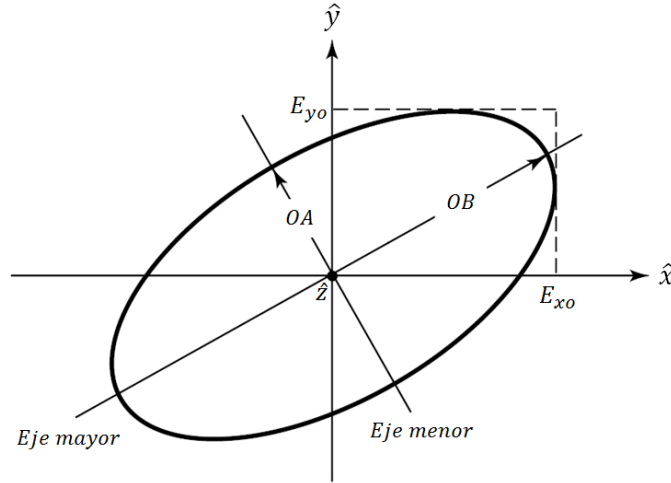


Figura 2.4 – Elipse de polarización descrita por una señal al propagarse a lo largo del eje  $\hat{z}$

$$AR = \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (2.15)$$

con

$$OA = \left[ \frac{1}{2} \{ E_{x_0}^2 + E_{y_0}^2 + [E_{x_0}^4 + E_{y_0}^4 + 2E_{x_0}^2 E_{y_0}^2 \cos(2\Delta\varphi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.16a)$$

$$OB = \left[ \frac{1}{2} \{ E_{x_0}^2 + E_{y_0}^2 - [E_{x_0}^4 + E_{y_0}^4 + 2E_{x_0}^2 E_{y_0}^2 \cos(2\Delta\varphi)]^{1/2} \} \right]^{1/2} \quad (2.16b)$$

Esta relación entre el semieje mayor y el semieje menor de la elipse de polarización tiene gran importancia ya que en (2.13) se especificó que una de las condiciones para que se diera la polarización circular era que las amplitudes de las dos componentes fueran iguales. Además, aparte de contemplar la relación entre magnitudes tiene en cuenta el desfase las dos componentes, con lo que será una muy buena medida cuantitativa de la polarización obtenida.

De esta manera, si la polarización es completamente circular, los dos ejes que definen la elipse de polarización de la figura 2.4 serán iguales y estarán desfasados  $\Delta\varphi = 90^\circ$ . En consecuencia  $AR = 1$ . Por el contrario, si tenemos una polarización lineal, uno de los dos ejes no existirá y por tanto  $AR = \infty$ . En cualquier otro caso se tendrá polarización elíptica.

Para una mayor comodidad visual a la hora de representar los resultados, representaremos este valor en decibelios. Al tratarse de una relación entre tensiones, su expresión vendrá dada por:

$$AR(dB) = 20 \log_{10} \frac{OA}{OB} \quad (2.17)$$

correspondiéndose así  $AR = 0 \text{ dB}$  para una polarización circular pura.

Dependiendo de la aplicación, se considerará que se está transmitiendo en polarización circular si este parámetro  $AR$  en  $dB$  es menor que un cierto valor límite en la banda de funcionamiento. Por ejemplo, para comunicaciones por satélite, ese nivel puede ser  $0.4 \text{ dB}$ . En otras aplicaciones en Tierra, se pueden relajar las especificaciones y considerar la polarización circular siempre que en la banda de funcionamiento se esté por debajo de  $1 \text{ dB}$  de  $AR$ .

# Capítulo 3

## Parámetros de diseño del polarizador

En este capítulo se va a llevar a cabo la caracterización plena del polarizador. Como veremos, la elección de una correcta geometría de la guía de entrada/salida será fundamental para obtener el mayor rendimiento de funcionamiento del polarizador.

### 3.1 MODELADO DE LA SEÑAL DE ENTRADA

Como se dijo en el capítulo 2, la guía de onda rectangular encargada de generar la polarización circular será excitada con una señal polarizada linealmente. De acuerdo a (2.10), vamos a modelar esta señal de entrada como la superposición de dos campos eléctricos ortogonales. Teniendo presentes las ecuaciones (2.2) y (2.3), vemos que estas dos polarizaciones lineales se pueden asemejar a los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  que se propagan en el interior de una guía de onda rectangular tal y como se aprecia en la figura 3.1.

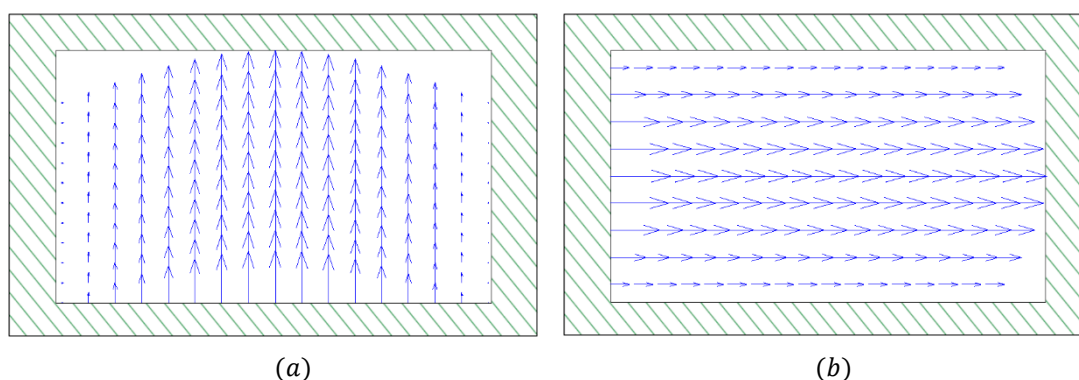


Figura 3.1 – (a) Campo eléctrico de los modos  $TE_{10}$  y (b)  $TE_{01}$  en una guía de onda rectangular cualquiera con  $a > b$

El campo eléctrico del modo  $TE_{01}$  (primer modo superior) será la componente según  $\hat{x}$  mientras que el del  $TE_{10}$  (modo fundamental) será la componente según  $\hat{y}$ .

Pero al alimentar nuestra guía con sendos modos nos encontramos con un problema: dado que no sabemos si el dispositivo al que esté conectado va a tener la misma geometría y dimensiones que el polarizador, en el plano de excitación podría producirse una discontinuidad (peor de los casos). Un ejemplo de esta situación se muestra en la figura 3.2(a). De acuerdo a [6], los campos excitados en una discontinuidad por los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ , se pueden expresar como la superposición de las componentes de campo de todos los modos de la guía: el fundamental y los de orden superior

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} TE_{m0} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{mn} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{mn} \quad (3.1)$$

de manera que a la entrada de la guía, la señal inicial formada por la suma de los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  habrá generado además todos los modos existentes definidos por las ecuaciones (2.2) y (2.3). No obstante, mediante una adecuada colocación del plano de alimentación podremos eliminar una buena parte de estos modos. Si colocamos las discontinuidades de manera simétrica respecto de los ejes  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  como se puede observar en la figura 3.2(b), y además el campo incidente presenta simetría electromagnética de PMW/PEW o PEW/PMW en los planos de simetría física del polarizador, conseguiremos reducir la cantidad de modos de orden superior generados en la discontinuidad. Así, tal y como se demuestra en Anexo B, la expresión (3.1) se reduce a

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} TE_{(2m-1)2n} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{(2m-1)2n} \\ + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{2m(2n-1)} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{2m(2n-1)} \quad (3.2)$$

Estos modos de orden superior que se han generado se desvanecerán a una distancia muy pequeña de la discontinuidad. No obstante, habrá que asegurarse de que ninguno de ellos se propaga en la banda de trabajo ya que podrían causar acoplos no deseados a nuestra señal de información.

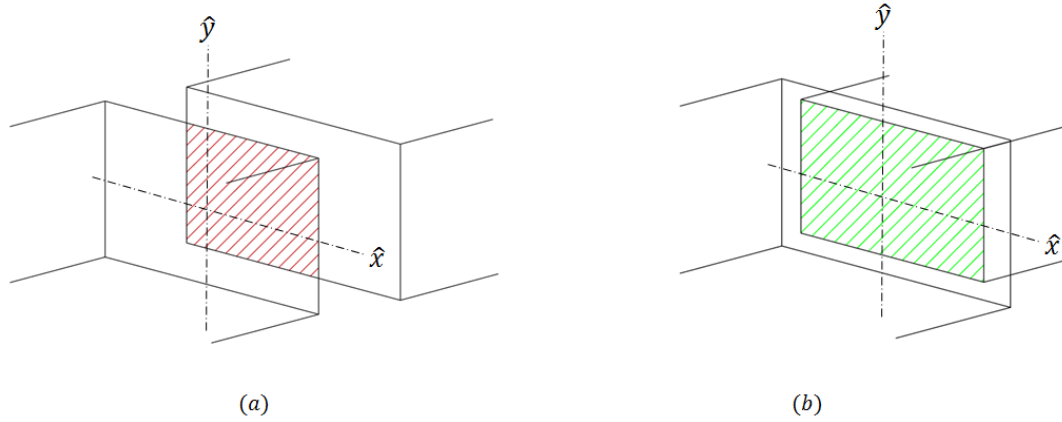


Figura 3.2 – Ejemplos de interconexión de otro dispositivo con el polarizador (a) sin simetría física y (b) sin simetría física en la discontinuidad

De aquí en adelante supondremos que estamos alimentando el polarizador con otro dispositivo colocado de manera simétrica respecto de los ejes transversales. Así, sabremos que el primer modo de orden superior generado será el  $TE_{21}$  y por tanto su frecuencia de corte será la que nos limite la banda de trabajo.

### 3.2 GUÍA DE ONDA CUADRADA

En (2.1) vimos que los campos electromagnéticos en el interior de una guía de onda sin pérdidas se propagan según

$$e^{-\gamma z} = e^{-z\sqrt{k_c^2 - k^2}} \quad (3.3)$$

donde el exponente  $-z\sqrt{k_c^2 - k^2}$  se corresponde a la fase que toma el campo conforme se propaga a lo largo del eje  $\hat{z}$ . De (2.6) sabemos que  $k_c$  depende de las dimensiones  $a$  y  $b$  y del modo que estemos considerando. Particularizando  $k_c$  para los modos excitadores de nuestra guía,  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ , llegamos a

$$k_c^{TE10} = \frac{\pi}{a} \qquad k_c^{TE01} = \frac{\pi}{b} \quad (3.4)$$

A partir estas expresiones se deduce fácilmente que si las dimensiones  $a$  y  $b$  son distintas, uno de los dos modos avanzará en fase más rápido que el otro.

Poniéndonos en el caso de que ya tenemos nuestro polarizador diseñado y construido, nos gustaría poder conectarlo por ambos extremos a otro dispositivo, bien a la antena directamente o bien a un OMT para separar las componentes de la polarización. Si las dimensiones  $a$  y  $b$  de la guía a la que se conecta son distintas, el desfase que hayamos conseguido con el polarizador se perderá por el camino, ya que en el pequeño transcurso entre el polarizador y el siguiente dispositivo uno de los modos habrá adelantado en fase al otro. Es por este motivo por lo que nos va a interesar diseñar el polarizador en una guía de onda cuadrada con  $a = b$ . De esta manera nos aseguraremos dentro de lo posible, que la polarización obtenida se mantiene pura hasta su destino.

Con esta nueva configuración, los modos  $TE_{21}$  y  $TE_{12}$  pasan a ser degenerados ( $f_{c,TE_{12}} = f_{c,TE_{21}}$ ) y serán los que limiten la banda de trabajo.

### 3.3 DIMENSIONES DEL PUERTO DE ENTRADA

Sabiendo ya que se va a trabajar con una guía de onda cuadrada, pasamos ahora a hablar de las dimensiones de los puertos de entrada. Para hacer el estudio inicial tomaremos de manera arbitraria los principales parámetros de diseño, y más adelante se pondrán especificaciones más concretas de sistemas reales.

#### 3.3.1 SECCIÓN TRANSVERSAL DE LOS PUERTOS

Supongamos que queremos trabajar a  $f_o = 48.5 \text{ GHz}$  con un ancho de banda de  $0.68 \cdot f_o = 33 \text{ GHz}$  (estos parámetros se han escogido arbitrariamente para hacer el estudio inicial. Más adelante se pondrán especificaciones más concretas de sistemas reales). De este modo, la banda de operación estará comprendida entre  $f^{min} = 32 \text{ GHz}$  y  $f^{max} = 65 \text{ GHz}$ .

La frecuencia de corte de los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  viene dada por

$$f_{c,TE_{10}} = \frac{c}{2a} \qquad f_{c,TE_{01}} = \frac{c}{2b} \qquad (3.5)$$

Sabemos que las dimensiones  $a = b$  de la guía tienen que ser elegidas de tal manera que satisfagan

$$f_{c,TE_{10/01}} < f^{min} \qquad f_{c,TE_{12/21}} > f^{max} \qquad (3.6)$$

Solo de esta manera podremos asegurar que los dos modos con los que originalmente excitamos la guía se van a propagar en el interior de la estructura y que ningún modo de orden superior indeseado se propaga en la banda de trabajo, pues estarán al corte.

Para la banda de trabajo especificada, sabemos que se tiene que cumplir

$$a > \frac{c}{2f_{min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 32 \cdot 10^9} = 4.6875 \text{ mm} \quad (3.7)$$

y lo mismo ocurre con  $b$ . Si fijamos por ejemplo  $a = b = 5 \text{ mm}$ , sabemos con certeza que la frecuencia de corte de los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  será menor de 32 GHz, concretamente  $f_{c,TE_{10/01}} = 30 \text{ GHz}$ . En estas condiciones, la frecuencia de corte del segundo modo superior, de acuerdo a (2.7) será  $f_{c,TE_{12/21}} = 67 \text{ GHz}$  con lo que se cumplen los criterios establecidos en (3.6).

### 3.3.2 SECCIÓN LONGITUDINAL DE LOS PUERTOS

A través de la elección apropiada de  $a$  y de  $b$  hemos conseguido que en la banda de trabajo no se propague ningún modo superior al fundamental, siempre que la excitación tenga simetría electromagnética de PMW/PEW o PEW/PMW en los planos de simetría física del polarizador. El hecho de que no se propaguen implica que si excitamos la guía desde una de sus dos aperturas con alguno de estos modos, ninguno llegará al otro extremo ya que a una distancia  $d'$  del puerto de entrada se habrán atenuado lo suficiente como para considerar despreciable su aportación al cómputo global de potencia transferida. Pero dado que inicialmente su contribución puede causar acoplos indeseados en los modos fundamentales  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  que conforman la señal de entrada, será necesario diseñar un puerto de entrada de longitud  $d'$  que asegure que a la entrada del polarizador todos los modos de orden superior se han atenuado lo suficiente.

Consideraremos que 60 dB de atenuación serán suficientes para permitir el correcto funcionamiento del polarizador. Suponiendo una guía sin pérdidas, sabemos de (2.1) que los campos en su interior se propagan según  $e^{-\gamma z}$ . Con los valores de  $a$  y de  $b$  elegidos, se comprobó que el segundo modo superior  $TE_{12/21}$  es evanescente en toda banda de trabajo (y por tanto todos los modos superiores). En consecuencia,  $\gamma = \alpha$  según lo visto en (2.9), con lo que el factor  $\frac{1}{e^{-\alpha_{12}z}} = e^{\alpha_{12}z}$  representará las pérdidas del modo  $TE_{12/21}$  en función de la distancia  $z$  recorrida. Con esta información, sabemos que la distancia  $d'$  que buscamos es tal que cumpla

$$60 \text{ dB} = 20 \log_{10} e^{\alpha_{12}d'} \quad (3.8)$$



Despejando y tomando el valor de  $\gamma_{12} = \alpha_{12}$  de (2.9) particularizado para  $f = f^{max} = 65 \text{ GHz}$  llegamos a

$$d' \geq \frac{60}{20 \log_{10} e^{\alpha_{12}}} = 7.1168 \text{ mm} \quad (3.9)$$

Teniendo en cuenta que la constante de propagación  $\gamma$  de los modos superiores al  $TE_{12/21}$  será mayor que  $\gamma_{12}$ , y en consecuencia la distancia necesaria para atenuar estos modos superiores será menor, si ponemos un tramo inicial de guía de longitud  $l_{puerto} = 8 \text{ mm}$  nos aseguraremos de que a la entrada del polarizador, tanto el modo  $TE_{12/21}$  como todos los superiores se habrán atenuado mínimo 60 dB.

### 3.4 DESFASE ENTRE MODOS

Llegados a este punto hemos conseguido tener a la entrada del polarizador únicamente los dos componentes ortogonales que compondrán la polarización lineal de entrada: los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ . Siendo rigurosos, un polarizador es un dispositivo que a partir de una polarización lineal a la entrada, genera una polarización circular de salida. En este caso, a la entrada tenemos dos polarizaciones lineales que a la salida estarán desfasadas, por tanto, de una manera más correcta podemos referirnos a este dispositivo como “desfasador”. No obstante, a lo largo del documento nos referiremos a nuestro componente como polarizador o desfasador de manera indistinta (el resto de la literatura técnica también suele llamar igual a los dos, y el diseñador sabe de cuál se está hablando – polarizador completo, o desfasador – con ver la estructura).

Lo que ahora se va a buscar es conseguir el desfase de  $90^\circ$  indicado en (2.14) para así tener en el puerto de salida la polarización circular a izquierdas o a derechas deseada. Como podemos ver en la figura 3.3, el polarizador con dos puertos físicos tendrá a su vez cuatro puertos eléctricos: dos correspondientes a los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  de entrada y dos correspondientes a estos dos modos desfasados a la salida. Por tanto, la matriz de Scattering del polarizador ideal vendrá dada por:

$$S^{pola} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\varphi} \\ e^{j(\varphi - \frac{\pi}{2})} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

lo cual se traduce en el desfase de  $90^\circ$  buscado para conseguir una polarización circular a izquierdas si las dos señales de entrada están inicialmente en fase:

$$\Delta\varphi = \angle(S_{31}) - \angle(S_{42}) = \left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi = +\frac{\pi}{2} \quad (3.11)$$

o a derechas si se encuentran en contrafase:

$$\Delta\varphi = \angle(S_{31}) - \angle(S_{42}) = \left(\pi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \varphi = -\frac{\pi}{2} \quad (3.12)$$

Al ser el polarizador un dispositivo recíproco, se cumple además que

$$S_{xy} = S_{yx} \quad (3.13)$$

Por tanto, si por uno de los puertos entra una señal polarizada circularmente a izquierdas o a derechas, el polarizador volverá a poner en fase las dos componentes de dicha polarización sumando o restando  $90^\circ$  según corresponda, con lo que podremos recuperar los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  que la componían.

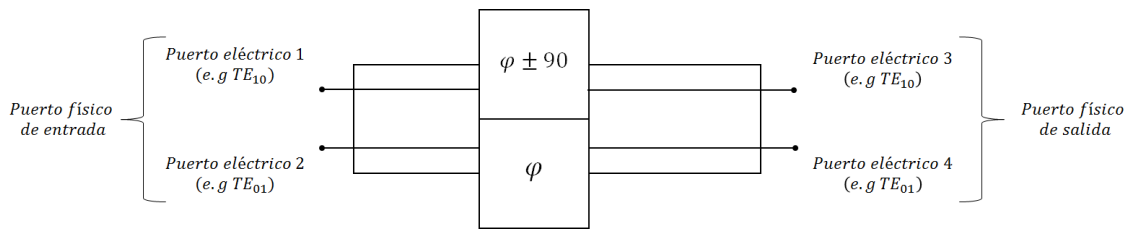


Figura 3.3 – Diagrama circuital de un polarizador

Ahora falta encontrar la manera de conseguir el desfase entre ambos modos. Para ello se propone introducir discontinuidades a lo largo de la guía que conformará el polarizador.

### 3.4.1 DISCONTINUIDAD DE PLANO E

Tal y como se demuestra en [7], las discontinuidades de altura o de plano E tienen un comportamiento capacitivo similar al de un condensador cuando un campo eléctrico perpendicular a la discontinuidad lo atraviesa.



Figura 3.4 – (a) Discontinuidad de plano E y (b) su circuito equivalente, extraídos de [5]

Si analizamos los parámetros S del circuito equivalente de dos puertos de la figura 3.4, más concretamente la fase del parámetro de transmisión  $S_{21} = S_{12}$ , considerando

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_0 \qquad Z_C = \frac{1}{jB} \qquad (3.14)$$

llegamos a

$$\angle(S_{21}) = \arctan\left(-\frac{B}{2Y_0}\right) \qquad (3.15)$$

Esta expresión, para  $B$  e  $Y_0$  ambos  $\in \mathbb{R}^+$  y siempre que  $\frac{B}{2Y_0}$  sea pequeño, va a dar como resultado una fase negativa. Por tanto, toda señal que atraviese perpendicularmente una discontinuidad de plano E, o en consecuencia su circuito equivalente, sufrirá un desfase negativo de tantos grados como indique la ecuación (3.15).

### 3.4.2 DISCONTINUIDAD DE PLANO H

Las discontinuidades de anchura o de plano H tienen un comportamiento inductivo [7] similar al de una bobina cuando un campo eléctrico paralelo a la discontinuidad lo atraviesa.

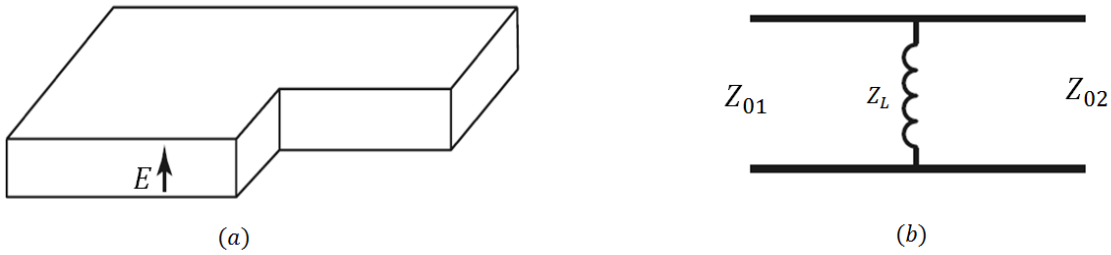


Figura 3.5 – (a) Discontinuidad de plano H y (b) su circuito equivalente, extraídos de [5]

Si analizamos los parámetros S del circuito equivalente de dos puertos de la figura 3.5, más concretamente la fase del parámetro de transmisión  $S_{21} = S_{12}$ , considerando

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_0 \qquad Z_L = jX \qquad (3.16)$$

llegamos a

$$\angle(S_{21}) = \arctan\left(\frac{1}{2Y_0X}\right) \qquad (3.17)$$

Esta expresión, para  $X$  e  $Y_0$  ambos  $\in \mathbb{R}^+$  y siempre que  $\frac{1}{2Y_0X}$  sea pequeño, va a dar como resultado una fase positiva. Por tanto, toda señal que atraviese paralelamente una discontinuidad de plano H, o en consecuencia su circuito equivalente, sufrirá un desfase positivo de tantos grados como indique la ecuación (3.17).

### 3.4.3 SECCIÓN DEL POLARIZADOR

Después de haber analizado el comportamiento de los cambios en altura y en anchura, parece claro que para conseguir el desfase de  $90^\circ$  buscado, el polarizador estará compuesto por varias de estas discontinuidades en cascada.

Para este caso de estudio se ha elegido emplear discontinuidades en altura como la de la figura 3.6(a). No obstante, dado que el modo  $TE_{10}$  sólo tiene componente de campo eléctrico según  $\hat{y}$  y el  $TE_{01}$  sólo según  $\hat{x}$ , las discontinuidades de plano E serán vistas como cambios en altura por el modo  $TE_{10}$  y como cambios en anchura por el  $TE_{01}$ . De manera análoga, las discontinuidades de plano H serán consideradas como cambios en altura cuando son atravesadas por el modo  $TE_{01}$  y como cambios en anchura cuando las atraviesa el  $TE_{10}$ . Por tanto, el decir que se han empleado discontinuidades en altura resulta una definición un tanto incompleta. Será necesario indicar respecto de qué modo. En este caso se han utilizado discontinuidades en altura respecto del modo  $TE_{10}$ .

Un punto importante a destacar es que, si colocamos las discontinuidades de manera simétrica respecto de los planos de simetría física del polarizador como se mostraba en la figura 3.2(b), conseguiremos reducir la cantidad de modos de orden superior generados en la discontinuidad tal y como se demuestra en el Anexo B.

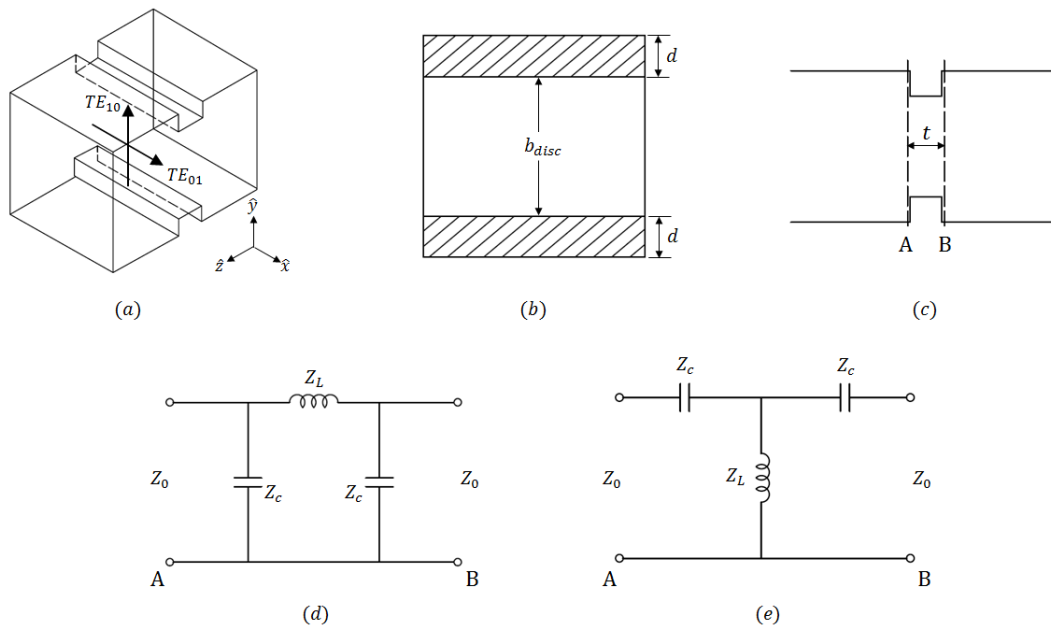


Figura 3.6 – Sección del polarizador: (a) perspectiva isométrica, (b) corte transversal, (c) corte longitudinal, (d) circuito equivalente respecto del modo  $TE_{10}$  y (e) circuito equivalente respecto del modo  $TE_{01}$

Con el objetivo de que las amplitudes de los campos se mantengan lo más parecidas antes y después de atravesar la discontinuidad, será necesario que después de cada cambio de altura la guía recupere su forma inicial. Este par de discontinuidades en altura mostrado en la figura 3.6(a) conformará lo que llamaremos sección principal del polarizador o corrugación. Las figura 3.6(d) y (e) muestran el equivalente circuital de la sección del polarizador que ven respectivamente los modo  $TE_{10}$  y el  $TE_{01}$  al atravesar la estructura, con los planos de referencia en las discontinuidades. Como vemos, no son exactamente un condensador y una bobina como veíamos en las figura 3.4 y 3.5. No obstante, su comportamiento será también capacitivo e inductivo y generarán un desfase entre las dos componentes, tal y como se puede observar en las simulaciones de la figura 3.7.

Es importante tener en cuenta que al atravesar la corrugación vamos a imponer la condición de que ninguno de los dos modos fundamentales pueda estar al corte, en correspondencia con nuestro modelo circuital. Por tanto, si la banda de trabajo comenzaba en  $32\text{ GHz}$ , la sección del polarizador deberá tener mínimo una altura que cumpla

$$f_{c,TE_{10}}|_{guía} < \max(f_{c,TE_{10}}, f_{c,TE_{01}})|_{corrug} < f^{min} \quad (3.18)$$

Concretamente, para las dimensiones  $a$  y  $b$  que fijamos anteriormente, esta condición se reduce a

$$30\text{ GHz} < \max(f_{c,TE_{10}}, f_{c,TE_{01}})|_{corrug} < 32\text{GHz} \quad (3.19)$$

Puesto que en la corrugación perdemos la geometría cuadrada de la guía y la dimensión  $a$  pasa a ser mayor que  $b$ , la frecuencia de corte que nos delimite será la del  $TE_{01}$  tal y como podemos ver en (3.5). Con el criterio establecido en (3.19) llegamos a la altura de la discontinuidad deberá estar acotada por

$$5\text{ mm} > b_{disc} > 4.6875\text{ mm} \quad (3.20)$$

A continuación se exponen varias simulaciones de la sección mostrada en la figura 3.6 con los planos de referencia en A y B. Manteniendo fijo el valor de  $a_{disc} = a = 5\text{ mm}$ , se variará  $b_{disc}$  en el rango especificado en (3.20) para distintas anchuras  $t$ . Con los resultados de las figuras 3.6(a), (b) y (c) se pretende comprobar el efecto capacitivo introducido por la discontinuidad y poder elegir un valor adecuado para las dimensiones  $b_{disc}$  y  $t$ .

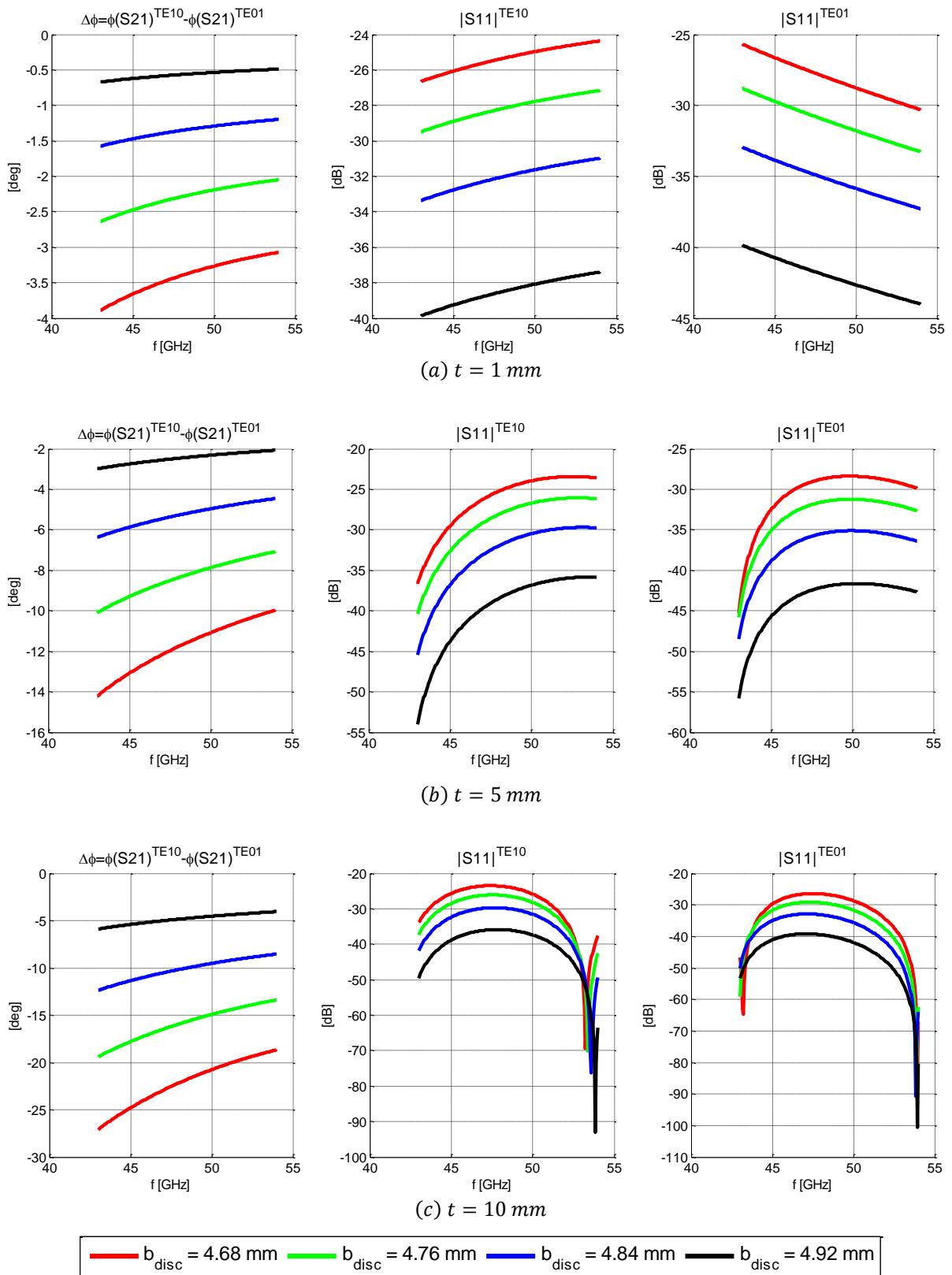


Figura 3.7 – Comportamiento de una sección para distintos valores de  $b_{disc}$  y  $t$  con los planos de referencia situados al comienzo de la discontinuidad

Las simulaciones fueron realizadas con el software CST Microwave Studio. Con el objetivo de disminuir los tiempos de simulación, se redujo el ancho de banda a  $11 \text{ GHz}$ , situándose ahora la banda de trabajo entre  $f^{min} = 43 \text{ GHz}$  y  $f^{max} = 54 \text{ GHz}$  manteniendo la frecuencia central de operación en  $f_o = 48.5 \text{ GHz}$ . Este cambio en el ancho de banda supone que las dimensiones  $a$  y  $b$  que escogimos anteriormente no serán las que garanticen el diseño más pequeño posible. No obstante, al tratarse de un caso de estudio, su validez se mantiene. En los siguientes capítulos se llevará a cabo la optimización de todas las dimensiones del polarizador.

En vista de los resultados mostrados en la figura 3.7, se llega a la conclusión de que a medida que  $b_{disc}$  disminuye, el desfase entre los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  aumenta. Sin embargo, conforme conseguimos ese mayor desfase reduciendo  $b_{disc}$ , la potencia que se refleja en los puertos de entrada es mayor. Como vemos, habrá que conseguir un equilibrio entre la cantidad de potencia reflejada y el desfase conseguido por cada sección.

Respecto a las variaciones en  $t$ , a mayor longitud de la discontinuidad, mayor será el desfase introducido por una única sección. Así, una longitud  $t$  pequeña nos permitirá realizar un ajuste fino del desfase total cuando pongamos varias secciones en cascada mientras que una longitud  $t$  de mayor tamaño supondrá un gran desfase por cada sección cascadeada. En consecuencia será más difícil controlar con exactitud el desfase total entre modos que generará el polarizador.

# Capítulo 4

## Polarizador monobanda

En capítulo 3 se presentaron las consideraciones generales que nos permitirán construir un polarizador. Ahora vamos a pasar a aplicarlas para llevar a cabo un diseño operativo. En principio continuaremos trabajando en la banda que va de  $32$  a  $65$  GHz, con la frecuencia central de trabajo  $f_o = 48.5$  GHz. En consecuencia, las dimensiones  $a = b = 5$  mm y  $l_{puerto} = 12$  mm seguirán siendo válidas y serán por tanto nuestro punto de partida. Además vamos a considerar que queremos conseguir una polarización circular a izquierdas con un  $AR \leq 0.4$  dB y que no queremos que se refleje más del 1% de la potencia entregada (reflexión menor de  $-20$  dB).

### 4.1 CARACTERIZACIÓN DEL POLARIZADOR

De acuerdo a (3.20) y a los resultados de simulación que analizamos en la figura 3.7, escogeremos un valor intermedio  $b_{disc} = 4.84$  mm de manera que tanto el desfase como la reflexión de potencia se hallen compensados. Para tener un mayor control del desfase entre modos introducido por polarizador, partiremos de  $t = 1$  mm.

La figura 4.1 muestra un ejemplo de cómo será el polarizador que vamos a diseñar. En los dos extremos tenemos un tramo de longitud  $l_{puerto}$  que hará que a la primera sección del polarizador únicamente lleguen los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ , los cuales vamos a considerar que se encuentran inicialmente en fase<sup>1</sup> (figura 4.2(a)).

---

<sup>1</sup> El polarizador introducirá un desfase de  $90^\circ$  relativo a las señales de entrada independientemente de que estén en fase o no. No obstante, cuando se vaya a usar este desfasador en un dispositivo de los habituales, la señal del  $TE_{10}$  y la del  $TE_{01}$  provendrán de dividir la misma señal original, y estarán en fase o en contrafase.



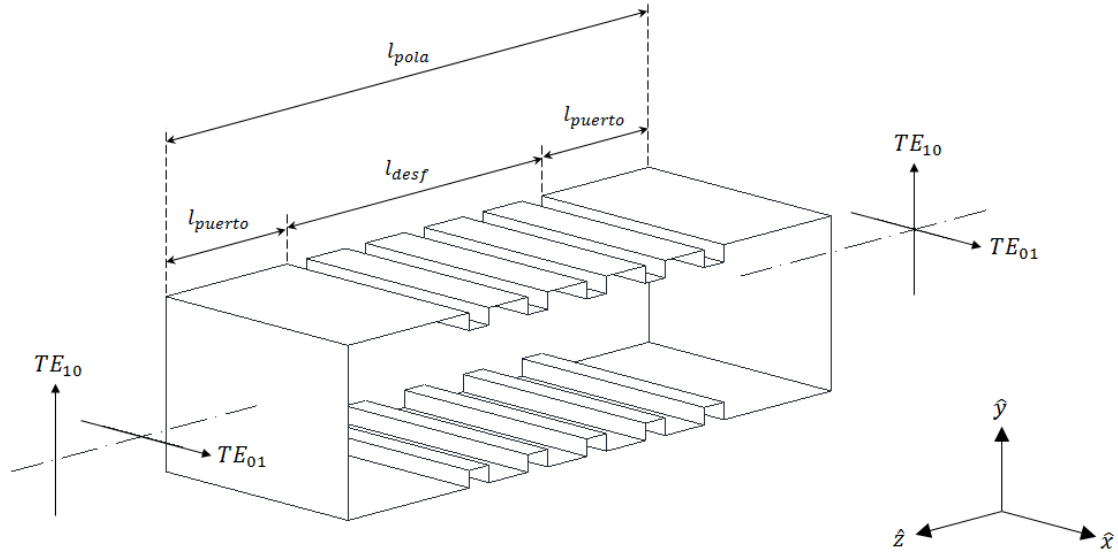


Figura 4.1 – Polarizador en guía de onda cuadrada corrugada

Como ya hemos visto en los capítulos anteriores, la ortogonalidad existente entre ambos modos hace que puedan ser considerados como dos medios de transmisión totalmente independientes que nunca van a mezclar su información (desacoplo por ortogonalidad) y que van a sufrir transformaciones distintas al atravesar la región desfasadora de longitud  $l_{desf}$ . En consecuencia, este tramo tendrá que ofrecer constantes de propagación diferentes para cada modo,  $\gamma_{desf}^{TE_{10}}$  y  $\gamma_{desf}^{TE_{01}}$ . Moviendo los planos de referencia en ambos extremos al comienzo de la primera sección y teniendo en cuenta toda esta información, podemos reescribir la matriz de Scattering (3.10) de la siguiente manera:

$$S^{desf} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\varphi^{TE_{10}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\varphi^{TE_{01}}} \\ e^{j\varphi^{TE_{10}}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\varphi^{TE_{01}}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

donde, suponiendo una guía sin pérdidas con  $\gamma = j\beta$

$$\varphi^{TE_{10}} = \varphi_o - \beta_{desf}^{TE_{10}} l \quad (4.2a)$$

$$\varphi^{TE_{01}} = \varphi_o - \beta_{desf}^{TE_{01}} l \quad (4.2b)$$

con  $\varphi_o$  el desfase inicial que han sufrido ambos modos desde el puerto de entrada a la primera corrugación.

Por lo tanto, la diferencia de fase entre modos que estamos buscando obtener al atravesar el tramo de guía de longitud  $l_{desf}$  para lograr la polarización circular a izquierdas será

$$\Delta\varphi = \alpha(S_{31}) - \alpha(S_{42}) = \varphi^{TE_{10}} - \varphi^{TE_{01}} = (\beta_{desf}^{TE_{01}} - \beta_{desf}^{TE_{10}}) l_{desf} = -\frac{\pi}{2} \quad (4.3)$$

Si por el contrario el modo  $TE_{10}$  estuviera desfasado inicialmente un múltiplo entero de  $180^\circ$ , por ejemplo  $\varphi_o^{TE_{10}} = \pi + \varphi_o - \beta_{desf}^{TE_{10}} l$ , el desfase entre modos esta vez sería

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \alpha(S_{31}) - \alpha(S_{42}) = \varphi^{TE_{10}} - \varphi^{TE_{01}} \\ &= (\pi + \varphi_o - \beta_{desf}^{TE_{10}} l_{desf}) - (\varphi_o - \beta_{desf}^{TE_{01}} l_{desf}) \\ &= \pi + (\beta_{desf}^{TE_{01}} - \beta_{desf}^{TE_{10}}) l_{desf} = \pi - \frac{\pi}{2} = +\frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (4.4)$$

y conseguiríamos una polarización circular a derechas, pero este no es el caso que nos ocupa.

Una vez hemos logrado expresar la diferencia de fase entre los modos en términos de la longitud del tramo desfasador  $l_{desf}$  y de las constantes de propagación de ambos modos podemos plantear una solución al problema propuesto.

Según (4.2), a medida que la longitud recorrida por ambos modos aumenta en dirección  $+\hat{z}$ , la fase se hace más negativa. Este hecho, sumado a que las discontinuidades en altura que presentará el polarizador a lo largo de la estructura introducen un desfase negativo que afectará únicamente al modo  $TE_{10}$  tal y como se demostró en el capítulo 2, provocará que la fase de dicho modo crezca negativamente a un ritmo más acelerado que la fase del  $TE_{01}$ , consiguiendo de esta manera el desfase entre modos que buscamos. Un ejemplo de cómo aumenta la fase de un modo respecto del otro cuando ambos han recorrido una distancia  $d'$  del polarizador puede encontrarse en la figura 4.2(b).

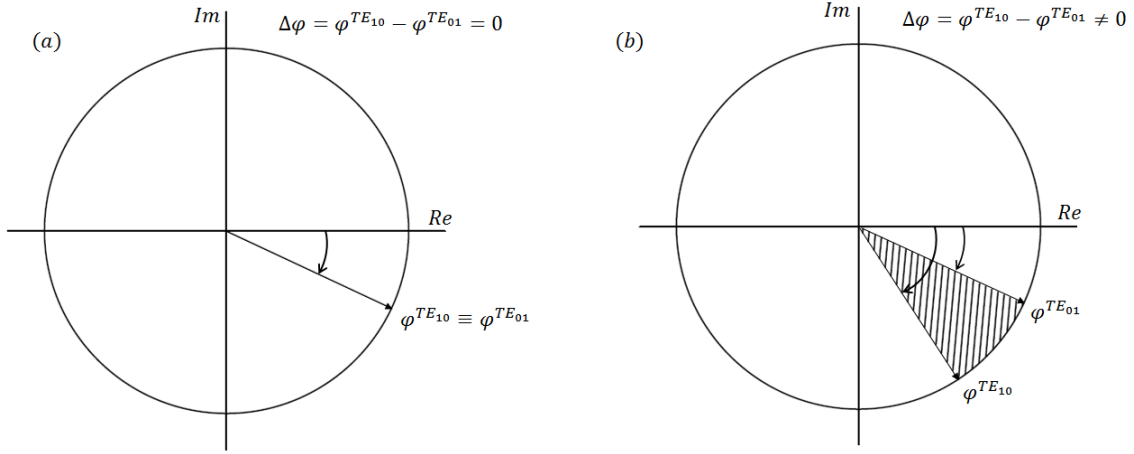


Figura 4.2 – Evolución del desfase entre modos (a) al comienzo de la primera sección del polarizador y (b) tras recorrer una distancia  $d'$  a partir de la primera sección

#### 4.2 ESTIMACIÓN DE $\beta^{TE_{10}}$ Y $\beta^{TE_{01}}$

Parece claro que el problema se reduce a encontrar una longitud  $l_{desf}$  que nos permita conseguir  $\Delta\varphi = -\frac{\pi}{2}$ . A través de (4.3) podemos llegar a

$$l_{desf} = \frac{\Delta\varphi}{\beta^{TE_{01}} - \beta^{TE_{10}}} = \frac{-\pi/2}{\beta^{TE_{01}} - \beta^{TE_{10}}} \quad (4.5)$$

donde nos falta por conocer  $\beta^{TE_{01}}$  y  $\beta^{TE_{10}}$ .

En esta sección se hará un estudio para poder establecer cómo evoluciona la fase de cada modo a medida que se propagan en la guía y así poder llegar a una estimación de los valores de  $\beta$  de ambos modos. Con el objetivo de mostrar unas gráficas más legibles y teniendo en cuenta que el modo  $TE_{10}$  es totalmente independiente del  $TE_{01}$ , descompondremos la matriz (4.1) en las dos sub-matrices de interés, una para cada modo, como se muestra en (4.6). Además, dado que las variaciones de los modos  $TE_{01}$  y  $TE_{10}$  se producen según  $\hat{x}$  e  $\hat{y}$  respectivamente, tal y como podemos ver en la figura 3.1, nos referiremos a ellos como modo horizontal (H) o  $TE_{01}$  y modo vertical (V) o  $TE_{10}$ .

$$S_{desf}^V = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\varphi^{TE_{10}}} \\ e^{j\varphi^{TE_{10}}} & 0 \end{bmatrix} \quad S_{desf}^H = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\varphi^{TE_{01}}} \\ e^{j\varphi^{TE_{01}}} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

En el capítulo 2 caracterizamos la sección canónica de nuestro polarizador a través de sus equivalentes circuitales de cuatro puertos (figura 3.6(d) y (e)). Pasamos ahora a mostrar los parámetros S de la sección con los planos de referencia desplazados a la discontinuidad suponiendo las dimensiones  $a_{disc} = 5 \text{ mm}$ ,  $b_{disc} = 4.84 \text{ mm}$  y  $t = 1 \text{ mm}$ :

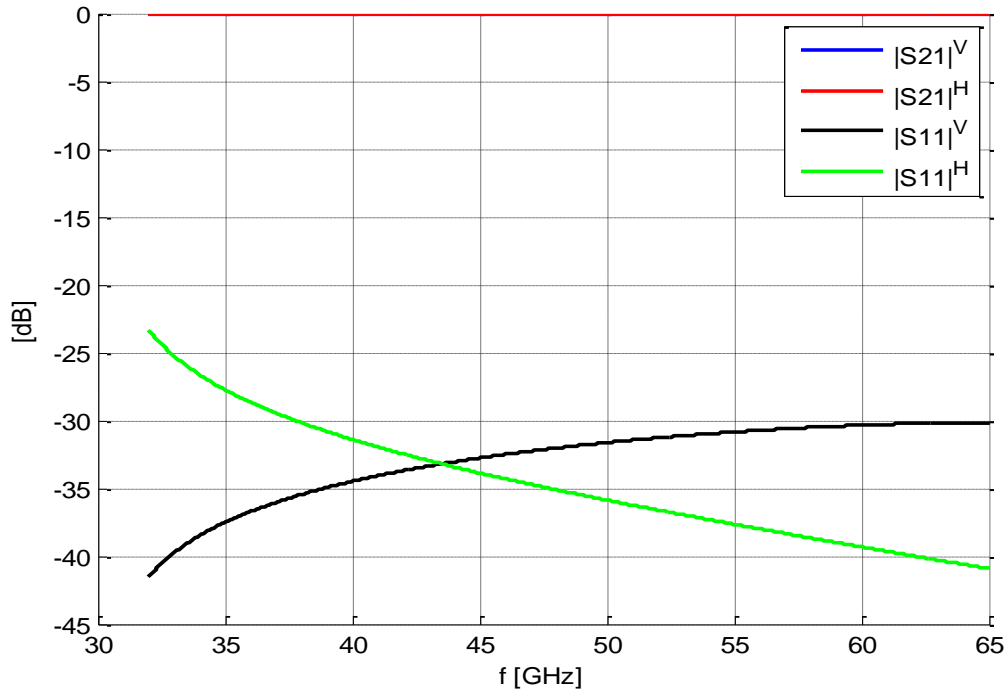


Figura 4.3 – Módulo de los parámetros S de una sección del polarizador con los planos de referencia desplazados al comienzo de la discontinuidad

Estos valores han sido extraídos mediante la técnica de Mode-Matching. Como se puede comprobar en el Anexo D, los resultados obtenidos mediante simulación con Mode-Matching y a través del software CST Microwave Studio convergen a la misma solución y por tanto ofrecen la misma fiabilidad. No obstante, debido al reducido tiempo de ejecución que supone la simulación mediante Mode-Matching comparado con CST para la obtención de resultados con la misma precisión, por cuestiones de tiempo de aquí en adelante todos los resultados que se muestren habrán sido extraídos mediante Mode-Matching y si se considera necesario, se contrastarán con los resultados lanzados por CST.

En la figura 4.3 se observa que la potencia reflejada no supera en ningún caso los  $-20 \text{ dB}$  establecidos como criterio de diseño. La reflexión total que tendrá el polarizador final vendrá determinada en gran medida por la reflexión de las secciones que lo componen, por tanto, tal y como se explica en [3] asumiremos que si la sección presenta una reflexión menor de

$-20\text{ dB}$ , el polarizador final también cumplirá esta condición. Una vez hemos visto el comportamiento en módulo, veamos qué ocurre con las fases:

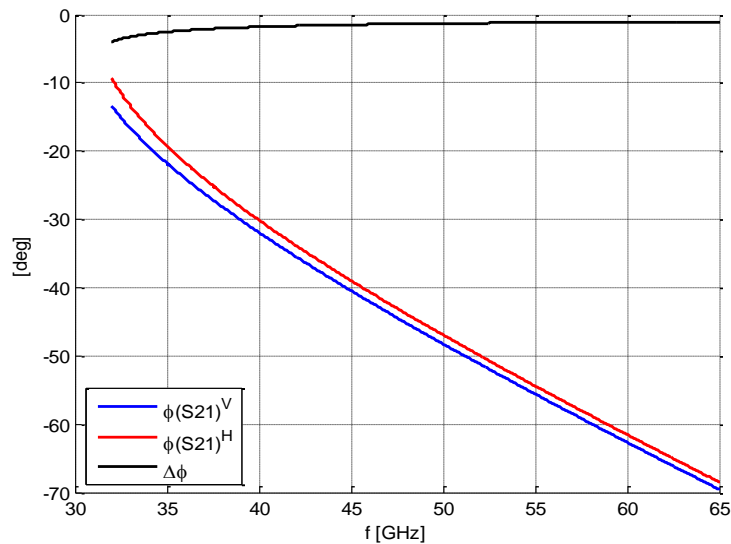


Figura 4.4 – Fase de los parámetros S de una sección del polarizador con los planos de referencia desplazados al comienzo de la discontinuidad

Con tan sólo una discontinuidad puede comenzar a apreciarse el adelantamiento en fase que se busca conseguir y que se esbozó en la figura 4.2. En concreto, a la frecuencia de trabajo (48.5 GHz) tenemos un desfase entre modos de  $\Delta\varphi = \varphi_{S_{21}}^V - \varphi_{S_{21}}^H = -1.4^\circ$ .

Conocidos los parámetros S de una sección, podremos simular el comportamiento de un polarizador cualquiera poniendo en cascada N secciones de la manera que se muestra en la figura 4.5. La distancia  $e$  entre secciones no cobrará especial importancia ya que constituye un tramo de guía libre de discontinuidades, por lo que no introduce desfases. A efectos prácticos, su utilidad será atenuar los modos de orden superior generados en cada sección según lo visto en (3.1). Dado que no estamos optimizando dimensiones aun, tomaremos un valor de  $e = t$  tal y como se recomienda en [8].

Como se comentó al comienzo del capítulo, sólo desplazando los planos de referencia a una distancia  $l_{puerto}$  desde los puertos de entrada podremos asegurarnos de que al desfaseador no llega ningún modo de orden superior de los generados a la entrada, y en consecuencia considerar que los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  atraviesan el desfaseador como si de medios de transmisión independientes se tratase. Por ello, todos los resultados de simulaciones que se mostrarán a continuación serán con planos de referencia en A y B según la figura 4.5.

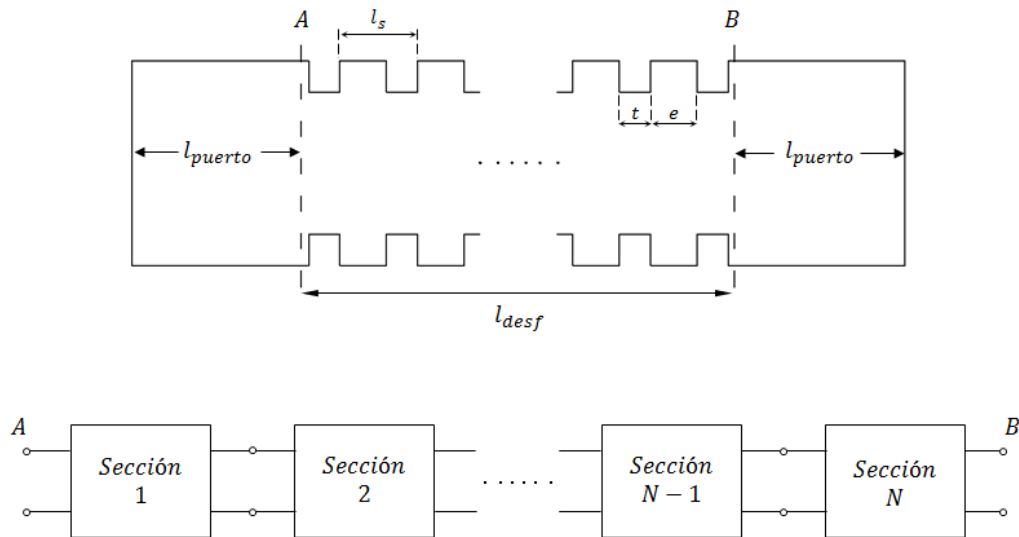


Figura 4.5 – Polarizador construido con  $N$  secciones puestas en cascada (arriba) y su modelo circuital equivalente (abajo)

Modelando cada sección como una red de dos puertos o cuadripolo, y de acuerdo a la teoría de circuitos, sabemos que la interconexión en cascada de  $N$  cuadripolos se puede caracterizar fácilmente a través de los parámetros de transmisión como el producto de los parámetros de cada cuadripolo. Haciendo uso de las tablas del Anexo C obtendremos los parámetros de transmisión ABCD de una sección a partir de sus parámetros  $S$ , y los multiplicaremos  $N$  veces en Matlab para simular el comportamiento de nuestro polarizador. Una vez obtenidos los parámetros de transmisión de todos los cuadripolos en cascada, volveremos a convertirlos a parámetros  $S$  para así poder caracterizar nuestra estructura según (4.1).

Si bien es cierto que al trabajar con este modelo circuital equivalente no estamos considerando todos los efectos adversos de generación y desvanecimiento de modos superiores en cada discontinuidad expuesto en (3.1), podemos afirmar que se trata de una muy buena aproximación de lo que ocurrirá cuando simulemos la estructura final completa mediante la técnica de Mode-Matching o al realizar un análisis full-wave en la herramienta CST. Además, dado que el comportamiento de nuestra estructura se va a reducir a  $N$  multiplicaciones de parámetros de transmisión, agilizará enormemente el proceso de obtener una primera estimación válida del polarizador deseado, ahorrando así mucho tiempo que podremos emplear más adelante en los ajustes finos de la estructura.

Veamos cómo evoluciona la fase de cada modo en función del número de corrugaciones que presente el polarizador. Dado que las dimensiones de cada corrugación son fijas e iguales

entre sí, hablar de un polarizador con  $N$  corrugaciones en cascada equivale a hablar de un desfaseador de longitud  $l_{desf} = N l_s$ .

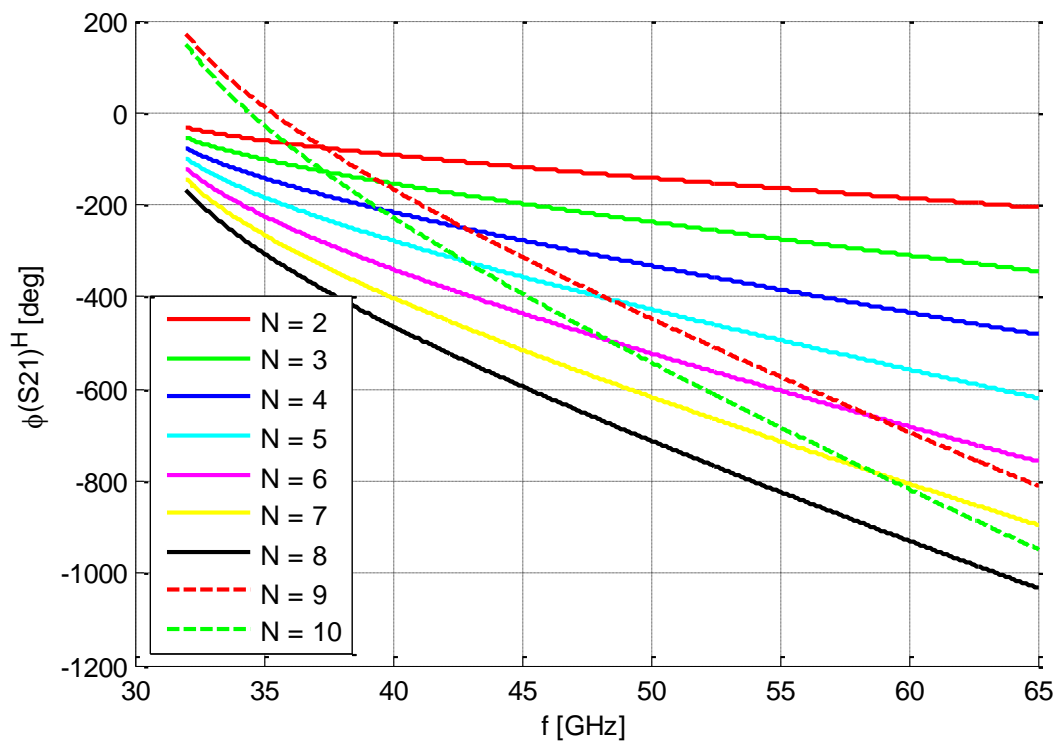
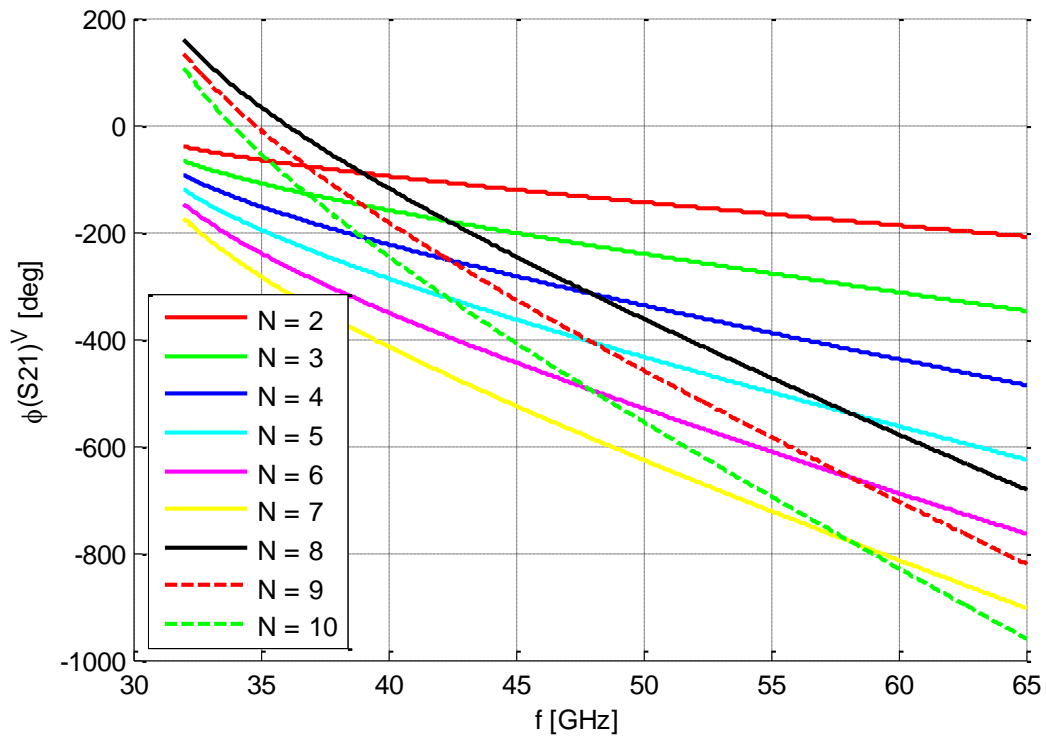


Figura 4.6 – Variación en fase de los modos  $TE_{10}$  (arriba) y  $TE_{01}$  (abajo)

Se puede apreciar que conforme el número de corrugaciones aumenta, la longitud física del polarizador se hace mayor y en consecuencia la fase de cada modo es más negativa.

Otro efecto que podemos observar si miramos con mayor detenimiento las gráficas es que, a partir de una determinada longitud del polarizador, se produce un cambio abrupto de fase. Esto se debe al funcionamiento interno de la función `angle` de Matlab: dado que el coeficiente de transmisión de cada modo propagante viene dado por  $e^{-j\beta z}$  supuesta una guía sin pérdidas, de acuerdo a la relación de Euler sabemos que será periódico de periodo  $2\pi$ . Al aplicar la función `angle` a la matriz de parámetros S resultado del cascadeo, obtenemos siempre un ángulo comprendido entre  $-\pi$  y  $+\pi$  radianes. De este modo, si con un polarizador de longitud  $l_{pola}$  obtenemos valores de fase de transmisión mayores de  $+\pi$  o menores de  $-\pi$ , cuando almacenemos el resultado, Matlab siempre lo truncará a su rango sumándole o restándole el número de vueltas múltiplo de  $2\pi$  que sea necesario, y en consecuencia perderemos la fase real que teníamos inicialmente. De la misma manera, será imposible recuperar la longitud física  $l_{pola}$  que daba lugar a ese desfase inicial.

Este efecto va a repercutir en la diferencia de fase entre ambos modos, ya que dará lugar a resultados que no siguen una tendencia concreta. Por ello, esta interpretación de los datos obtenidos no tendrá utilidad desde el punto de vista de diseño.

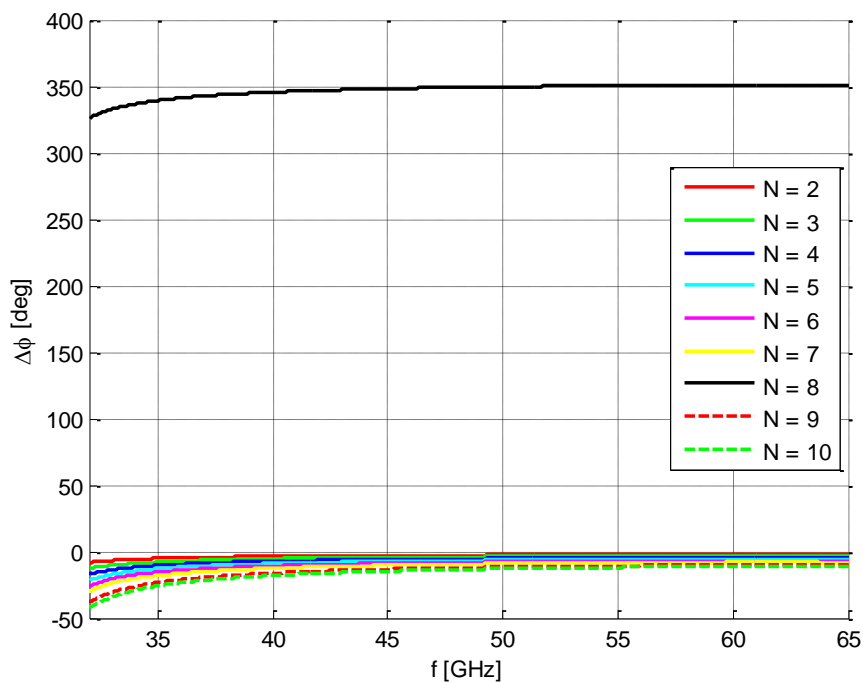


Figura 4.7 – Diferencia de fase entre modos  $\varphi_{S21}^V - \varphi_{S21}^H$  para un polarizador con distinto número de corrugaciones



Como vemos en la figura 4.7, cuando simulamos un polarizador con un número de corrugaciones comprendido entre  $N=1$  y  $N=7$ , los resultados siguen la evolución esperada. Sin embargo, en el momento en que el polarizador pasa a tener  $N=8$  corrugaciones, el desfase entre modos pasa a ser positivo mientras que con  $N=9$  corrugaciones, volvemos a tener un desfase negativo. Como podemos imaginar, esto no es lo que se busca; es inviable e irreal tratar de diseñar un polarizador que según una longitud u otra introduzca desfases positivos o negativos.

Queremos resultados consistentes y que sigan la tendencia dictada por las ecuaciones (4.2) y (4.3). Por ello, será tarea nuestra dar una correcta interpretación de los resultados para conseguir así que las curvas de fase de transmisión sigan la tendencia correcta. Una posible solución a este problema se describe en el Anexo E. Tras ponerla en práctica llegamos a los siguientes resultados:

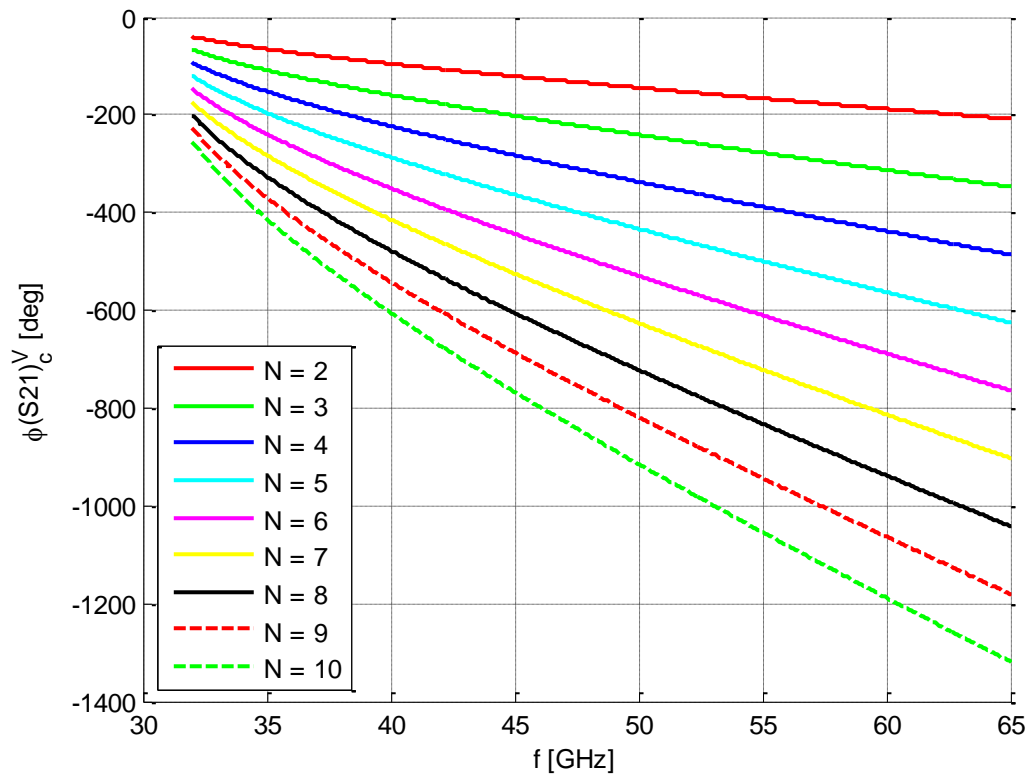
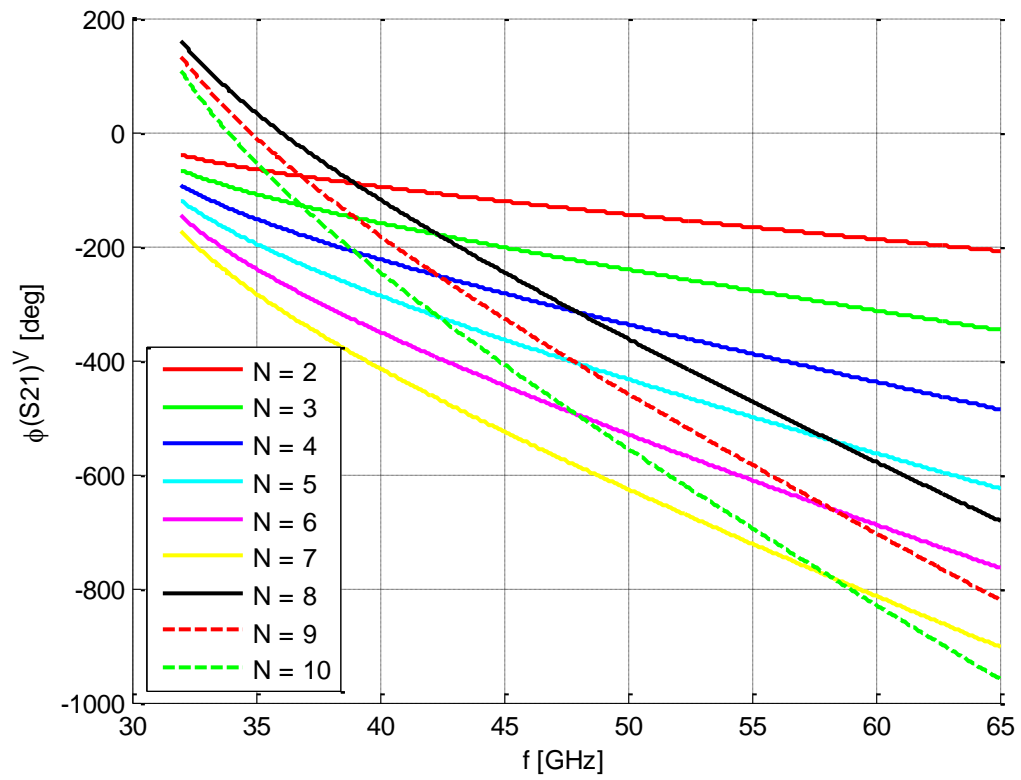


Figura 4.8 – Fase de transmisión del modo  $TE_{10}$  sin corregir (arriba) y corregida (abajo)

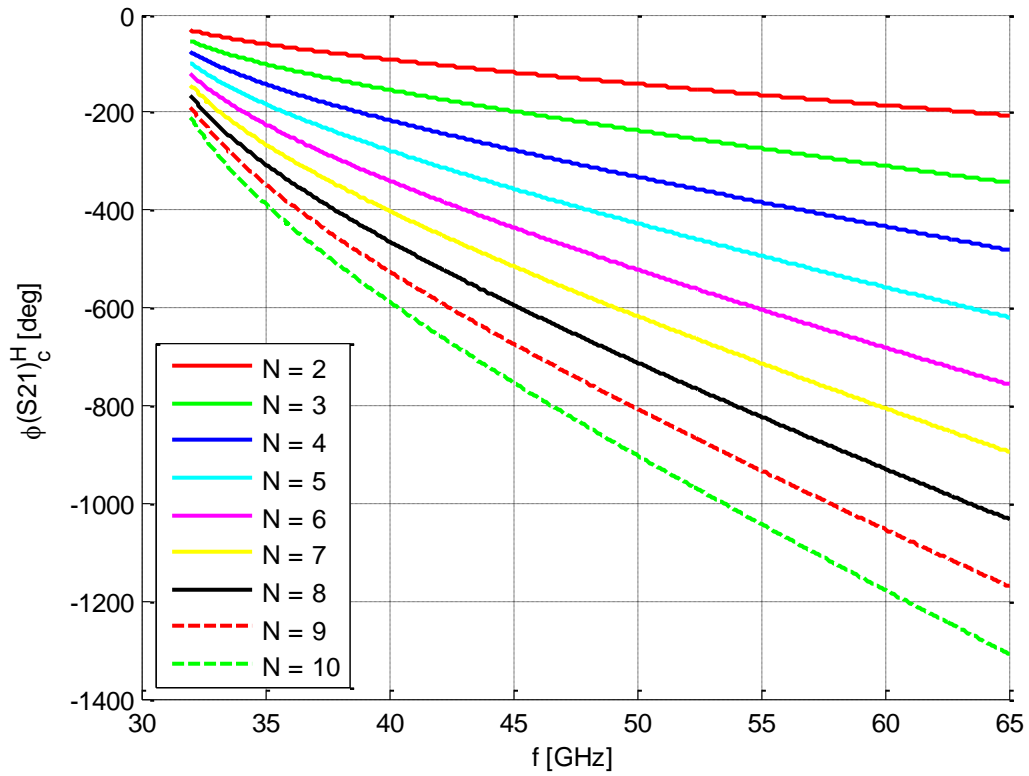
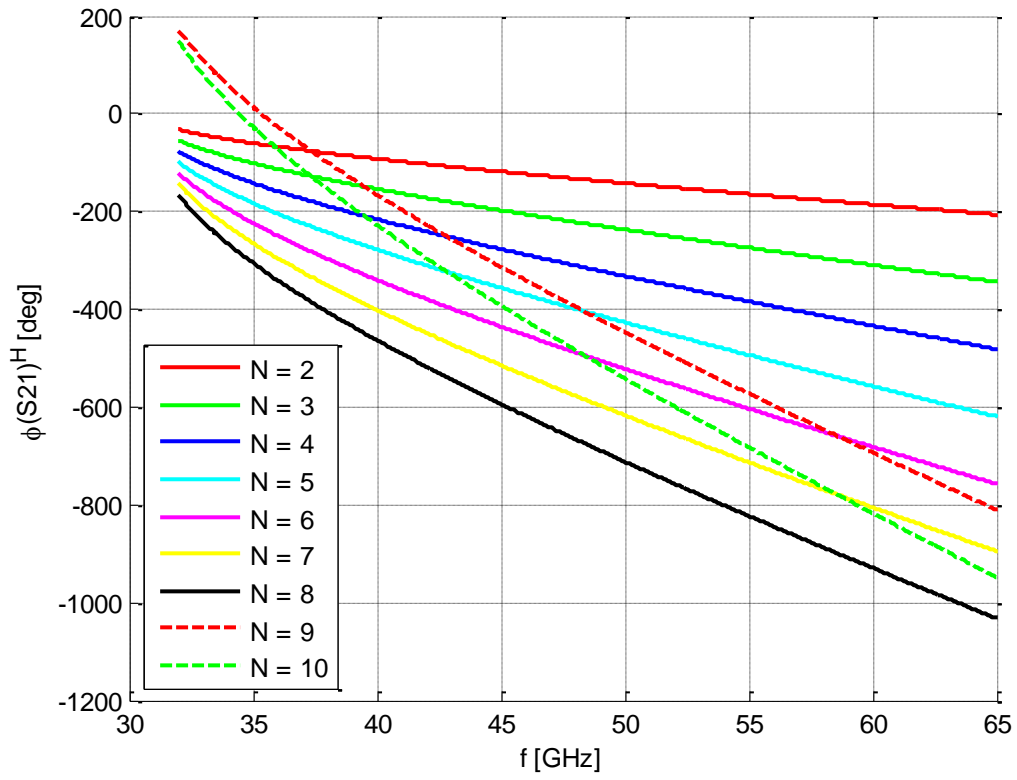


Figura 4.9 – Fase de transmisión del modo  $TE_{01}$  sin corregir (arriba) y corregida (abajo)

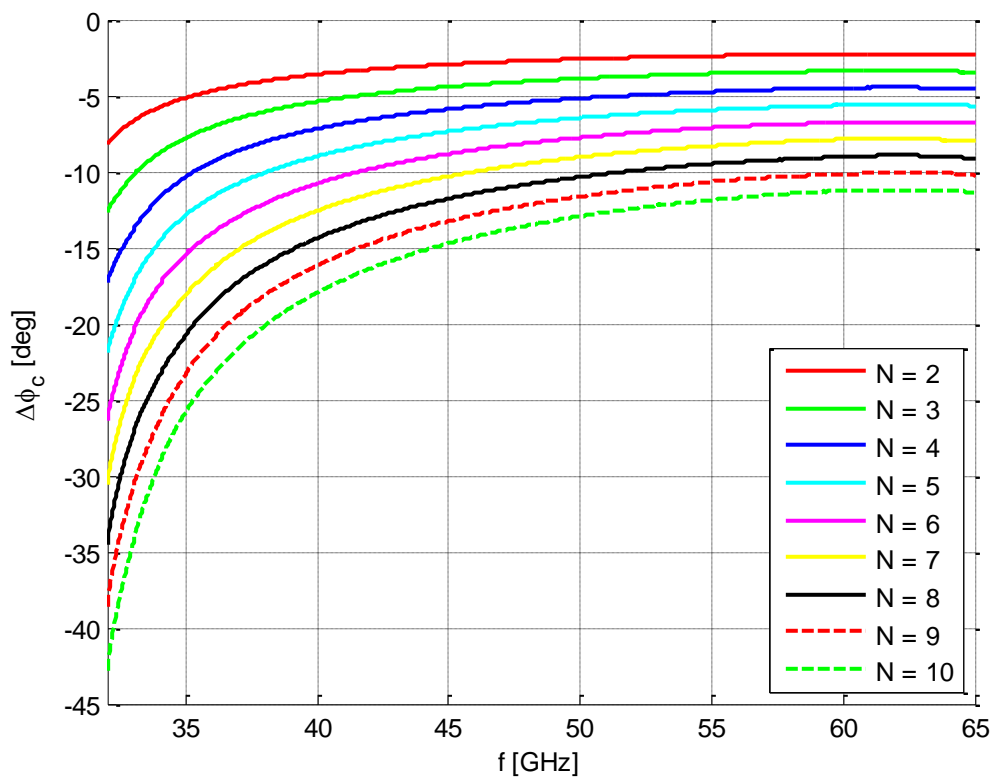
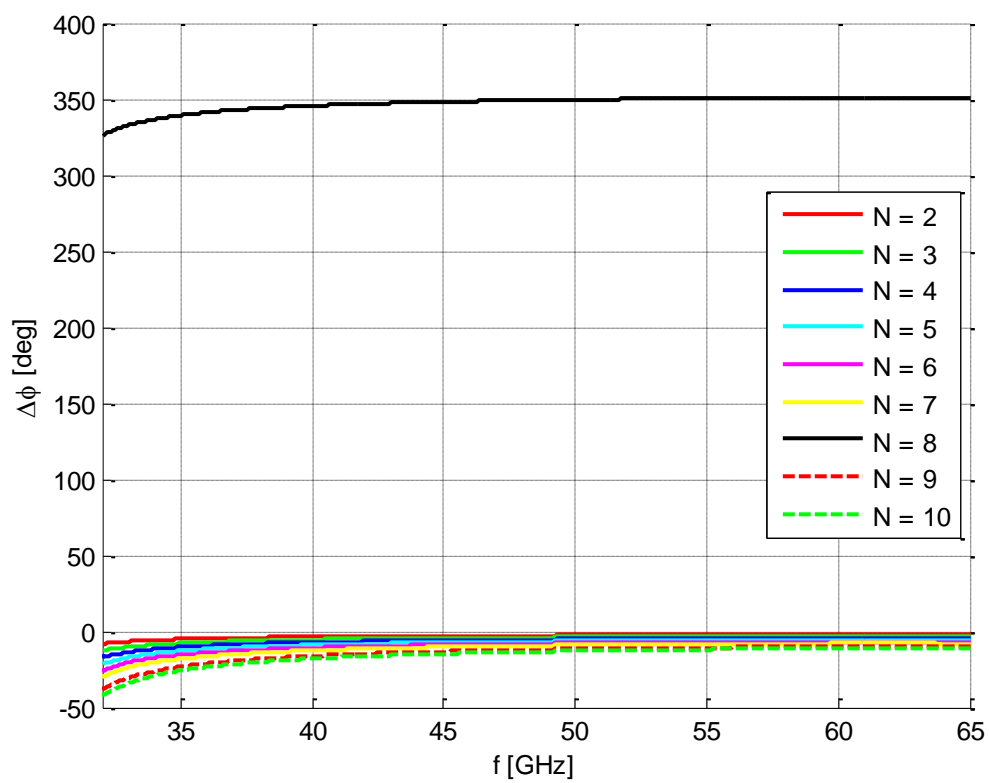


Figura 4.10 – Desfase entre modos  $\varphi_{S21}^V - \varphi_{S21}^H$  sin corregir (arriba) y corregida (abajo)

Ahora si se puede apreciar una tendencia clara que se hace más notable a medida que la longitud del polarizador aumenta.

Teniendo ya corregidas las fases de transmisión  $\varphi_{S21}^{TE_{10}}$  y  $\varphi_{S21}^{TE_{01}}$  de cada modo, podemos estimar los valores de  $\beta^{TE_{01}}$  y  $\beta^{TE_{10}}$  a partir de la siguiente expresión

$$\varphi_{S21} = -\beta l_{desf} \rightarrow \beta = -\frac{\varphi_{S21}}{l_{desf}} \quad (4.7)$$

donde tanto  $\varphi_{S21}$  como  $l_{desf}$  son valores bien conocidos. Veamos la evolución de  $\beta^{TE_{10}}$  para un número variable de corrugaciones:

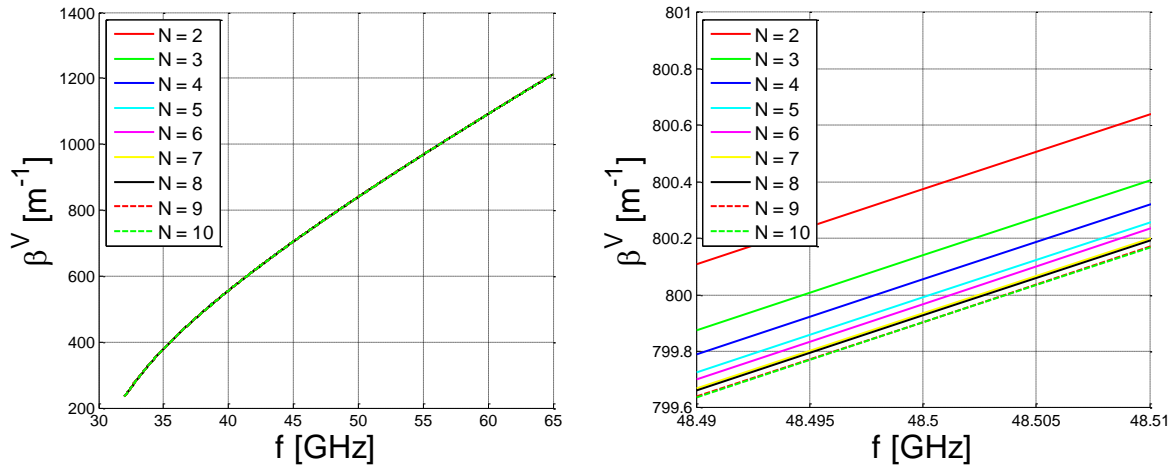


Figura 4.11 – Evolución de la constante de propagación del modo  $TE_{01}$  en toda la banda de trabajo (izquierda) y a la frecuencia de operación (derecha)

A medida que aumentamos la longitud del polarizador, obtenemos una aproximación más exacta de la constante de propagación del modo en cuestión de tal manera que si viésemos la evolución desde  $N = 0$  hasta  $N = \infty$  llegaríamos a la convergencia absoluta de este valor. Sin llegar a este caso límite, procedemos a simular el comportamiento de la estructura para  $N=500$  corrugaciones para ver a qué valor ha convergido  $\beta$  en ambos modos:

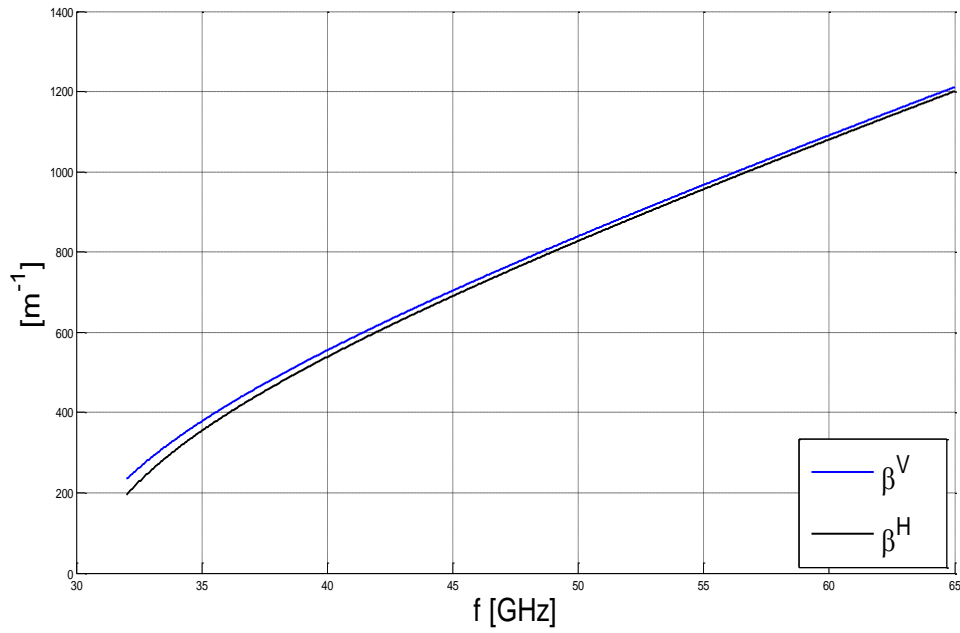


Figura 4.12 – Estimación de la constante de propagación de los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$

Más concretamente, a la frecuencia de trabajo

$$\beta^{TE_{10}}(f = 48.5 \text{ GHz}) = 793.52 \frac{1}{m} \quad \beta^{TE_{01}}(f = 48.5 \text{ GHz}) = 781.84 \frac{1}{m} \quad (4.8)$$

### 4.3 DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE SECCIONES DEL POLARIZADOR

De acuerdo a (4.5) y sustituyendo  $\beta^{TE_{10}}$  y  $\beta^{TE_{01}}$  por los recién obtenidos llegamos a que, para obtener un desfase entre la componente vertical y horizontal de  $-\frac{\pi}{2}$  radianes a la frecuencia de diseño, la longitud del desfasador debe ser:

$$l_{desf} = \frac{-\pi/2}{781.84 - 793.52} = 134.48 \text{ mm} \quad (4.9)$$

Recordando de la figura 4.5 la geometría del polarizador, cada sección  $i$  la hemos definido con una longitud  $l_{s,i} = l_s = e + t = 2 \text{ mm}$  a excepción de la primera, cuya longitud es  $l_{s,1} = t = 1 \text{ mm}$ . De esta manera podremos deducir el número de secciones que deberá tener el polarizador a partir de:

$$l_{desf} = l_{s,1} + (N - 1)l_s \quad (4.10)$$

siendo N el número de secciones. Despejando N de (4.10) obtenemos:

$$N = \frac{l_{desf} - l_{s,1} + l_s}{l_s} = 67.74 \cong 68 \quad (4.11)$$

#### 4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Necesitamos conectar en cascada 68 secciones para que, a la salida del polarizador, tengamos la polarización circular a izquierdas que buscábamos obtener a la frecuencia de diseño. Para validar este resultado se comparará de dos maneras el desfase entre modos obtenido:

- La primera de ellas consistirá en simular en Matlab el modelo circuital de la figura 4.5 conectando en cascada 68 secciones y ver si realmente con este diseño se consigue el desfase que buscamos.
- La segunda comprobación, una vez dada por válida la aproximación con el modelo circuital, consistirá en realizar el análisis full-wave en CST del polarizador completo y enfrentar los resultados con los obtenidos tras simular la estructura completa mediante la técnica de Mode-Matching. Sólo así podremos asegurarnos de que los resultados de la simulación full-wave convergen.

Las gráficas resultantes de realizar estas simulaciones se pueden consultar en el Anexo F.

Como exposición global de los resultados obtenidos se muestran a continuación superpuestos los resultados obtenidos de la simulación circuital en Matlab y de la simulación full-wave mediante Mode-Matching. La tabla 4.1 resume los principales criterios de diseño que se especificaron al comienzo del caso de estudio, para mayor comodidad.

#### ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

$f_o$	48.5 GHz
DIMENSIONES (alto x ancho)	5 x 5 mm
$AR^{max}$	0.4 dB
$S_{11}^{max}$	-20 dB

Tabla 4.1 – Criterios de diseño del polarizador

#### 4.4.1 SIMULACIÓN DEL MODELO CIRCUITAL CON MATLAB VS SIMULACIÓN FULL-WAVE CON MODE-MATCHING

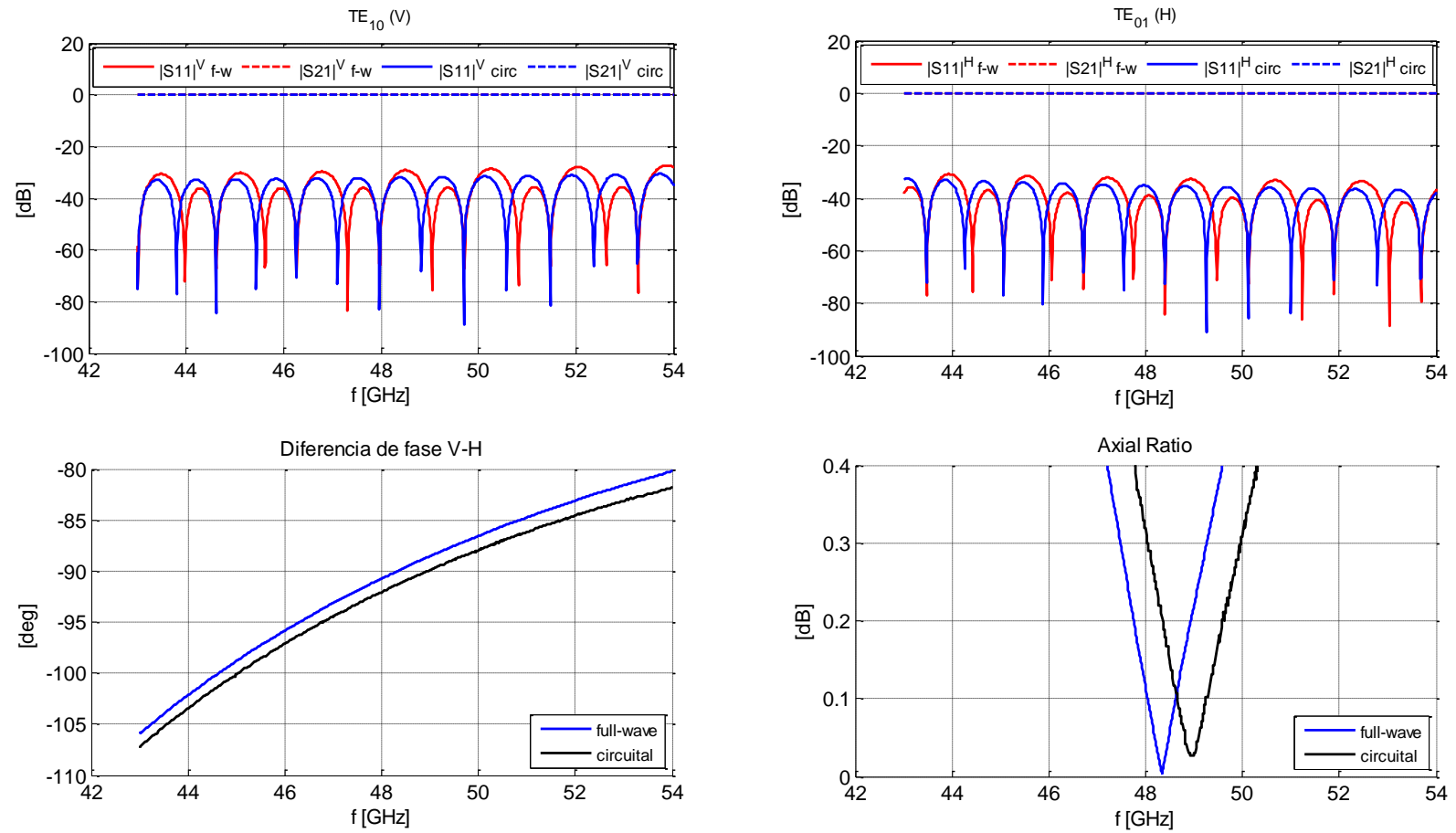


Figura 4.13 – Comparativa full-wave (f-w) vs modelo circuital (circ) de un polarizador con 68 secciones en cascada



A modo resumen, mostramos a continuación los resultados de interés obtenidos para todas las simulaciones a la frecuencia de diseño, 48.5GHz, para el polarizador de 68 secciones diseñado:

$f_o = 48.5 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$	$BW$	$\max( S_{11} ^V,  S_{11} ^H)$
<b>MODELO CIRCUITAL</b>	$-90.9396^\circ$	$0.1469 \text{ dB}$	$2.555 \text{ GHz}$	$-30.5936 \text{ dB}$
<b>FULL-WAVE CST</b>	$-90.0021^\circ$	$0.0025 \text{ dB}$	$2.42 \text{ GHz}$	$-30.4712 \text{ dB}$
<b>FULL-WAVE MM</b>	$-89.6170^\circ$	$0.0580 \text{ dB}$	$2.384 \text{ GHz}$	$-29.1550 \text{ dB}$

Tabla 4.2 – Comparativa de los resultados obtenidos mediante simulación del modelo circuital con Matlab, simulación full-wave con CST y con Mode-Matching

Como hemos podido ver en la figura 4.13, los resultados obtenidos con el modelo circuital simulado en Matlab resultan ser bastante fieles al resultado final del análisis full-wave.

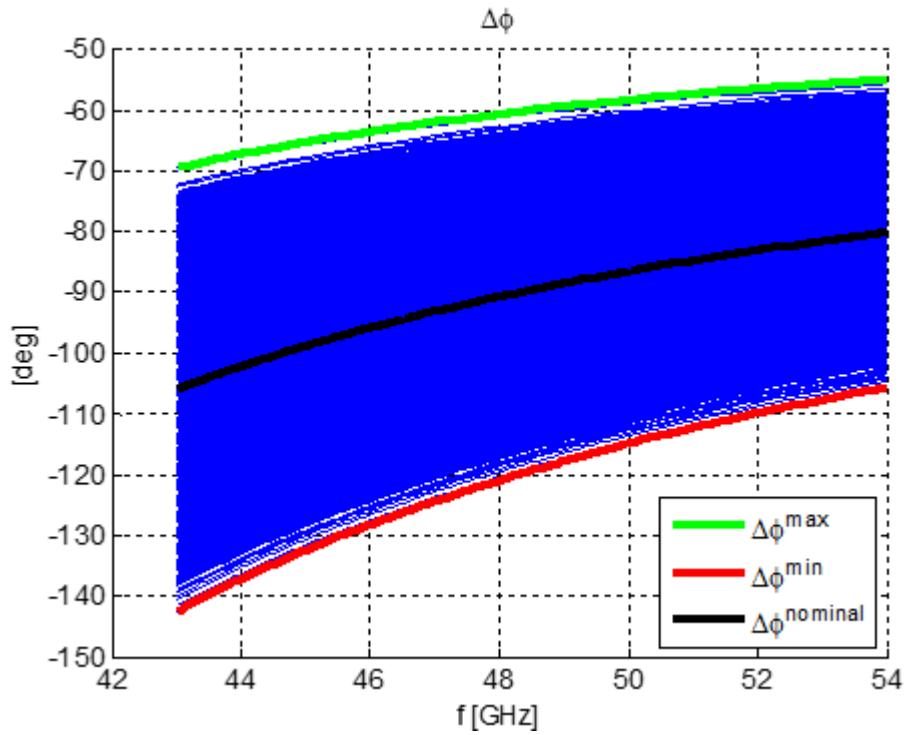
La columna BW de la tabla 4.2 indica el ancho de banda alrededor de  $f_o$  en el cual se cumple el criterio de diseño  $AR \leq 0.4 \text{ dB}$ . Ese ancho de banda determinará la banda de trabajo útil de nuestro polarizador. Más allá, no se garantiza que se cumplan las especificaciones pedidas.

#### 4.5 ESTUDIO DE SENSIBILIDAD

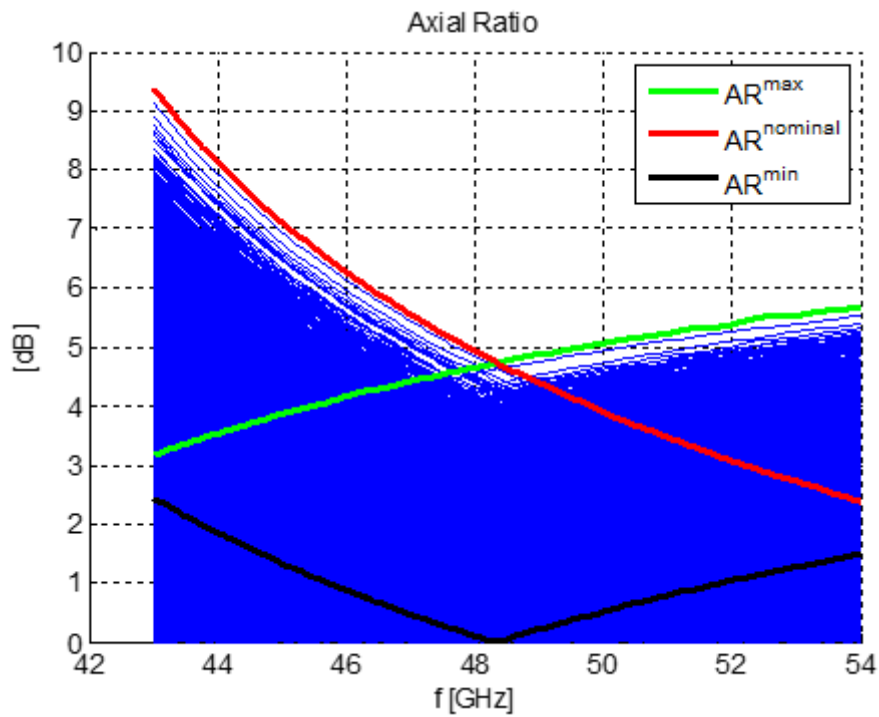
Como paso previo a la etapa de construcción, la cual no se va a llevar a cabo en este trabajo, se propone llevar a cabo un estudio de sensibilidad.

Sabiendo que el margen de error de la máquina que construiría el polarizador es de  $\pm 0.05 \text{ mm}$ , se llevaron a cabo 5000 simulaciones full-wave del prototipo diseñado. En cada una de esas 5000 simulaciones, variamos aleatoriamente todas y cada una de las dimensiones de la guía (altura, anchura y longitud de puertos y corrugaciones) sumándole una cantidad aleatoria comprendida entre  $-0.05 \text{ mm}$  y  $+0.05 \text{ mm}$ . Para que esta cantidad fuera lo más aleatoria posible, usamos la función rand de Matlab. Esta función genera números aleatorios en el rango especificado que siguen una distribución uniforme.

El resultado fue el siguiente:



(a) Variación del desfase entre modos para cada prueba



(b) Variación de la relación axial para cada prueba

Figura 4.14 – Estudio de sensibilidad llevado a cabo con 5000 pruebas aleatorias, suponiendo una tolerancia de  $\pm 0.05 \text{ mm}$

Las curvas verde y roja representan, respectivamente, los valores máximo y mínimo alcanzados en ambos casos, de modo que nos acotan gráficamente el máximo error que se podría producir. La curva negra representa el valor nominal que tendríamos si no hubiese errores de construcción.

A partir de estos resultados se calculó la media y la desviación típica muestrales para así poder predecir cuánto error podrá introducir el proceso de construcción en el modelo que diseñamos y simulamos. De nuevo mostramos los resultados a la frecuencia de diseño:

$f_o = 48.5 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$
$\bar{x}$	$-89.7846^\circ$	$1.7765 \text{ dB}$
$\sigma$	$13.4583^\circ$	$1.0778 \text{ dB}$

Tabla 4.3 – Media y desviación típica del desfase entre modos y la relación axial para una muestra de 5000 simulaciones

La variación que sufre el comportamiento del polarizador debido errores de construcción de hasta  $0.05 \text{ mm}$  puede llegar a hacer inservible nuestro prototipo. Por desgracia, es un factor que no está en nuestras manos controlar.

Con este análisis finalizamos el primer caso de estudio. Tal y como se dijo al comienzo del capítulo, el objetivo de este diseño ha sido poner en práctica las técnicas de diseño de polarizadores expuestas a lo largo del documento. Se ha podido demostrar que usándolas se han cumplido los criterios de diseño iniciales establecidos, y por tanto queda demostrada su validez.

A continuación se plantea otro caso de estudio en el cual se diseñará un polarizador de doble banda optimizado para tener las menores dimensiones posibles y ofrecer el mayor rendimiento.

# Capítulo 5

## Polarizador de doble banda

Uno de los retos que existen en la actualidad es conseguir polarizadores de fuertes restricciones que operen de manera óptima en el mayor rango de frecuencias posibles. Por ello, en este capítulo nos centraremos en diseñar un polarizador que trabaje en banda Ka y ofrezca el mayor rendimiento. Más concretamente, se abordará el diseño de un polarizador de doble banda, típico de comunicaciones por satélite, donde una banda se usa para transmitir (la baja) y otra para recibir (la alta).

Para lograrlo, se hará uso de todas las técnicas que se explicaron en el capítulo 3 y que fueron comprobadas en el capítulo 4, además de introducir algunas nuevas que permitirán la optimización de las dimensiones del polarizador, especialmente la longitud.

Dado que el diseño de los puertos de entrada tiene una complejidad baja comparado con la realización de un desfaseador, ahora únicamente nos centraremos en diseñar esta última parte que, al fin y al cabo, será el centro de funcionamiento del polarizador.

### 5.1 CARACTERIZACIÓN DEL POLARIZADOR

Al igual que se vimos en el diseño del polarizador monobanda, el comportamiento del polarizador quedará determinado por (4.1). La diferencia de este diseño respecto al anterior reside en la doble operatividad que presenta. Si bien en la figura 4.13 se veía que la curva de fase del polarizador rondaba los  $-90^\circ$  únicamente en torno a  $f_o$ , ahora se buscará conseguir a dos frecuencias de trabajo  $f_{o1}$  y  $f_{o2}$  (y una pequeña banda en torno a ellas), un desfase de  $-90^\circ$ , y consecuentemente polarización circular a izquierdas.

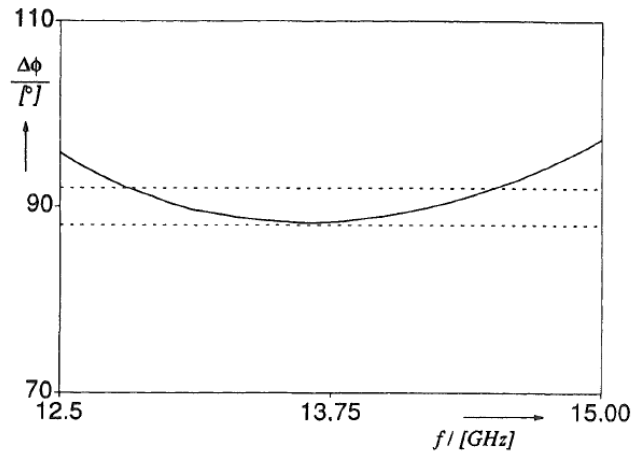


Figura 5.1 – Comportamiento en fase de un polarizador doble-banda extraído de [6]

Antes de comenzar con el modelado, vamos a establecer las restricciones que tendrá el diseño:

### ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

POLARIZACIÓN	LHCP
$f_{o1}, f_{o2}$	27 GHz, 37 GHz
$AR^{max}$	0.4 dB
$S_{11}^{max}$	-20 dB

Tabla 5.1 – Criterios de diseño del polarizador

## 5.2 OPTIMIZACIÓN DE LAS DIMENSIONES DE LA GUÍA

Lo primero de todo será determinar la altura y anchura que tendrá la guía base que hará de polarizador. Como punto de partida y debido a la ventaja que se expuso en el capítulo 3.2, la guía de onda elegida será cuadrada, con lo cual  $a = b$ .

De acuerdo a lo expuesto en [3], la forma de la curva de fase que tendrá el polarizador será de aproximadamente igual a la que tiene una única sección del polarizador, y estará fuertemente ligada a las dimensiones  $a$  y  $b$  de la guía. Para comprobarlo, se hicieron varias simulaciones con una sola sección como la de la figura 3.6(a) y se vio la evolución de la diferencia de fase entre modos a medida que variábamos  $a = b$ . Como valores iniciales de  $t$  y  $d$  se tomarán los

recomendados en [8], que son  $t = 1 \text{ mm}$  y  $d = 1 \text{ mm}$ . El valor de  $b_{disc}$  quedará determinado por  $b$ , siendo  $b_{disc} = b - 2d$

Puesto que queremos trabajar en banda Ka, las dimensiones de puerto que utilizemos estarán acotadas de nuevo por (3.6) y (3.19). De esta manera, considerando como frecuencia mínima de trabajo  $f^{min} = 26 \text{ GHz}$  y máxima  $f^{max} = 38 \text{ GHz}$ , llegamos a que la altura  $b_{disc}$  deberá cumplir

$$b_{disc} > \frac{c}{2f^{min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 26 \cdot 10^9} = 5.76 \text{ mm} \quad (5.1)$$

Y despejando de (2.7) para  $m = 1$  y  $n = 2$

$$a = b < \sqrt{\frac{5\pi^2}{(f^{max} \cdot 2\pi\sqrt{\mu\epsilon})^2}} = 8.8266 \text{ mm} \quad (5.2)$$

Sólo si se cumplen estas dos condiciones podremos garantizar que los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  se propagan en toda la guía, y que el  $TE_{12/21}$  no entra en la banda de trabajo

Veamos los resultados de simular una sección con las dimensiones propuestas, haciendo un barrido desde  $a = b = b_{disc} + 2d = 7.77 \text{ mm}$  hasta  $a = b = 8.8 \text{ mm}$

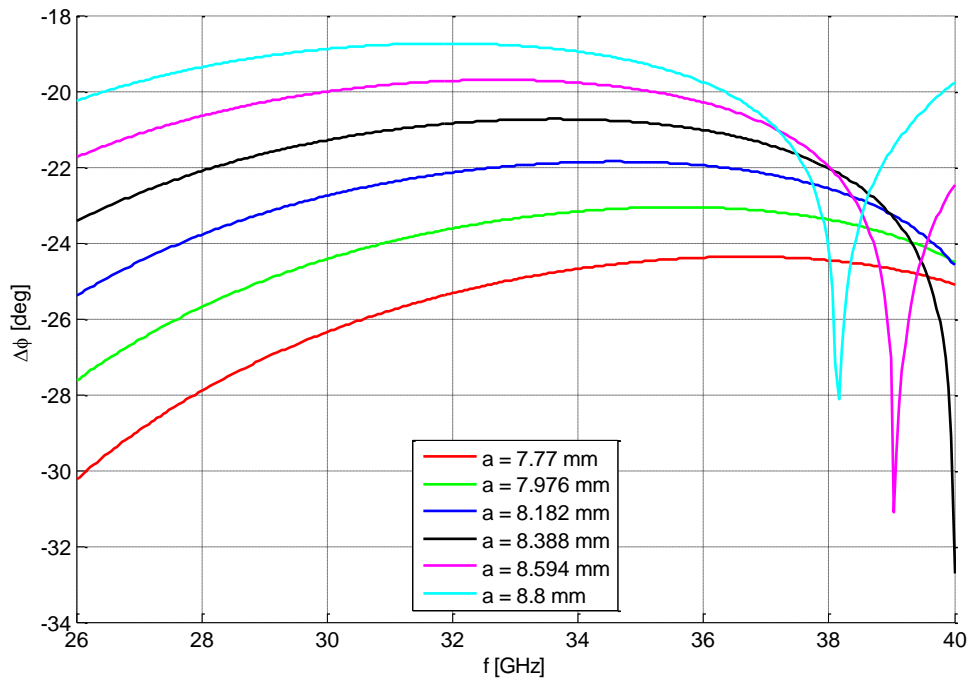


Figura 5.2 – Variación de la curva de fase del polarizador para distintos valores de  $a = b$  con  $t = 1 \text{ mm}$  y  $d = 1 \text{ mm}$

Como vemos en la figura 5.1, conforme la dimensión  $a$  de la guía aumenta, la curva de fase se va desplazando hacia la izquierda. Lo que buscamos por tanto es que en esta curva, la diferencia de fase entre modos a las dos frecuencias de operación sea lo más parecida posible para que al añadir la secciones necesarias para que el desfase sea de  $-90^\circ$  en  $f_{o1}$ , obtengamos el mismo desfase en  $f_{o2}$ . Los picos que se pueden apreciar se deben a que justo a esa frecuencia comienza a propagarse el modo degenerado  $TE_{12/21}$ .

De manera análoga a como se dijo en el capítulo 4.2, los valores del coeficiente de reflexión de una sola sección, serán muy representativos respecto al polarizador final completo. Veamos ahora las variaciones que sufre este parámetro en los dos modos que componen la polarización:

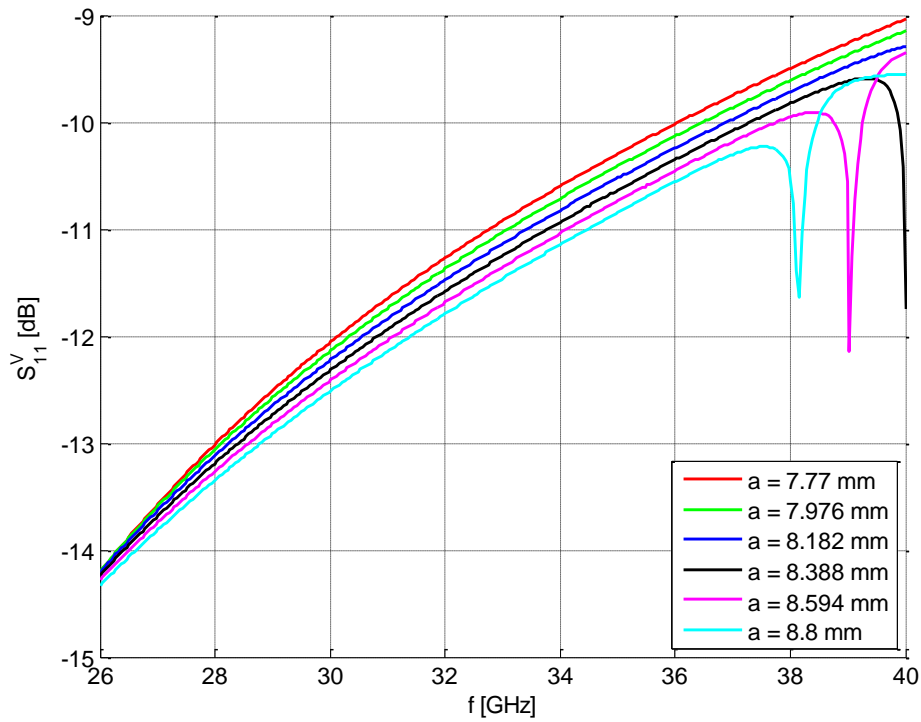


Figura 5.3 – Variación del coeficiente de reflexión del modo  $TE_{10}$  para distintos valores de  $a = b$  con  $t = 1 \text{ mm}$  y  $d = 1 \text{ mm}$

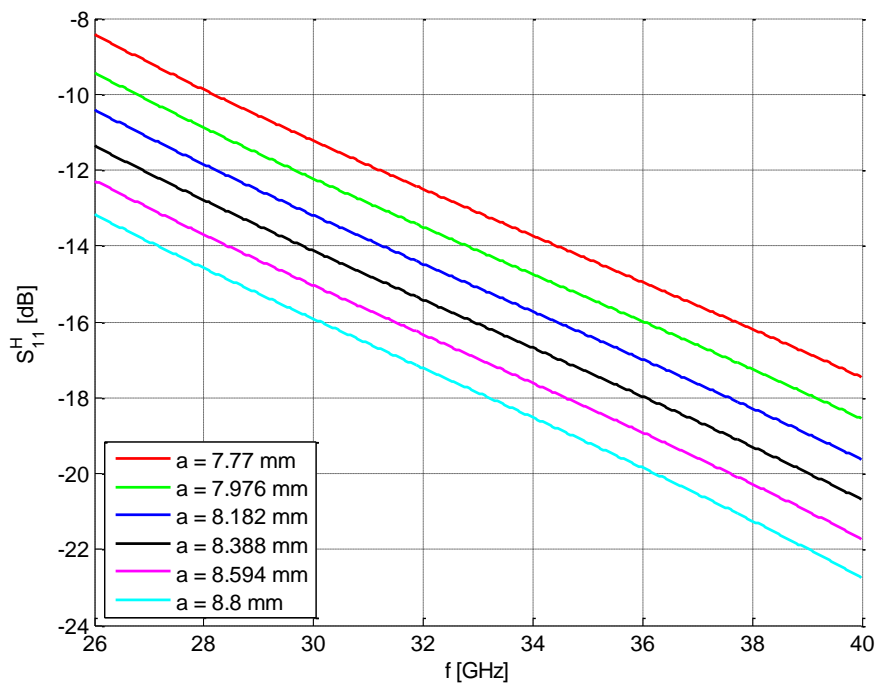


Figura 5.4 – Variación del coeficiente de reflexión del modo  $TE_{01}$  para distintos valores de  $a = b$  con  $t = 1 \text{ mm}$  y  $d = 1 \text{ mm}$



En vista de los resultados de la figura 5.3, parece claro que este diseño no será óptimo en términos de aprovechamiento de potencia. Según la figura 3.7, a medida que  $b_{disc}$  se hace mayor (y en consecuencia  $d$  menor), la reflexión disminuye. Puesto el valor que tome  $b_{disc}$  influirá en el desfase entre modos final, volveremos a preocuparnos por él cuando hayamos decidido las dimensiones principales  $a$  y  $b$  de la guía.

Teniendo ya claro el comportamiento de las curvas de fase en función de las dimensiones  $a = b$  elegidas, se llevó a cabo un barrido paramétrico de las mismas con el objetivo de encontrar el comportamiento descrito en la figura 5.1. Para ello se elaboró la función de coste (5.4), la cual permite conocer cómo de similar es el desfase entre modos a cada una de las frecuencia de trabajo.

$$F(a) = [\Delta\varphi(f_{o1}) - \Delta\varphi(f_{o2})]^2 \quad (5.4)$$

Tras varias simulaciones se llegó a que el valor de  $a$  que minimizan la función de coste (5.4) es  $a = 8.67 \text{ mm}$ . La curva de fase obtenida fue la siguiente:

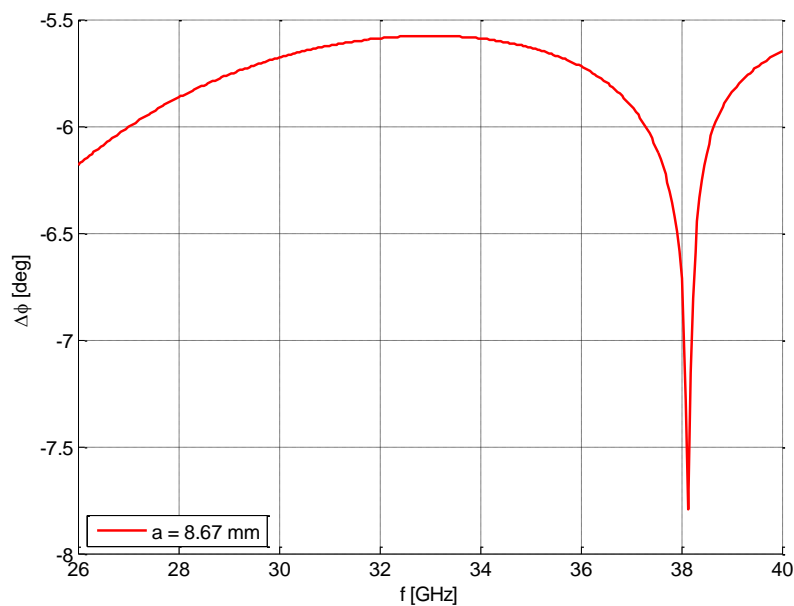


Figura 5.5 – Desfase entre modos introducido por una sección

y los valores de desfase obtenidos  $\Delta\varphi(27 \text{ GHz}) = -6.005^\circ$ ,  $\Delta\varphi(37 \text{ GHz}) = -5.905^\circ$  y  $\Delta\varphi(27 \text{ GHz}) - \Delta\varphi(37 \text{ GHz}) = -0.1^\circ$

Conociendo ya la dimensión principal de la guía, el siguiente paso fue optimizar el resto de dimensiones. Siguiendo las recomendaciones de [2] para el diseño de un polarizador doble banda, se fijó un valor de  $t$  pequeño y limitado por la maquinaria de construcción que había en la fecha en que se escribió, en concreto  $t = 0.190 \text{ mm}$ . Recordando de la figura 3.7, a medida que  $t$  se hace más pequeño, conseguimos un ajuste más fino del desfase entre modos. Por tanto, el hecho de escoger un valor  $t$  más grande o más pequeño únicamente influirá en la cantidad de secciones que haya que añadir, siendo necesario utilizar más para valores de  $t$  pequeños, y menos para valores de  $t$  grandes.

Con estas dimensiones ya conocidas ( $a = b = 8.67 \text{ mm}$  y  $t = 0.190 \text{ mm}$ ), procedimos a poner en cascada varias discontinuidades variando el valor de  $e$  en torno a los valores típicos que pudimos encontrar en [2], y  $b_{disc}$  dentro del rango establecido en (5.1)

$$5.76 < b_{disc} < b \quad (5.5)$$

Así mismo, se utilizó la función de coste definida en [2], que tiene la siguiente forma:

$$F(dim) = \sum_{i=1}^J (90^\circ - \Delta\varphi(f_i))^2 + \sum_{i=1}^J |S_{11}^V(f_{oi})|^2 + \sum_{i=1}^J |S_{11}^H(f_{oi})|^2 \quad (5.6)$$

con  $dim$  las dimensiones a optimizar del polarizador y  $f_{oi}$  las frecuencias a las que se quiere evaluar la función de coste

En cada iteración, lo que se hizo fue todo el proceso desarrollado en el capítulo 4: obtener los parámetros S de una sección y estimar el número de secciones que proporcionase un desfase de  $-90^\circ$  a la frecuencia de trabajo  $f_{o1}$ . Bajo las suposiciones que hemos hecho hasta el momento, si conseguimos un desfase a la frecuencia  $f_{o1}$ , deberíamos conseguir el mismo a la frecuencia  $f_{o2}$ .

Ya sabiendo el número de secciones necesarias en cada iteración, se simuló el modelo circuital equivalente de polarizador y se calculó la función de coste. Tras finalizar la primera iteración, evaluamos los valores obtenidos para la expresión (5.6), y se volvió a hacer un barrido paramétrico en torno a las dimensiones que hacían  $F(dim)$  mínima. Según [3], tanto  $e$  como  $b_{disc}$  pueden ser tratados de manera independiente, por tanto, primero buscamos el valor mínimo de la función de coste para distintos valores de  $b_{disc}$  y una vez lo encontramos, se hizo lo mismo con  $e$ .

Así mismo, cuando encontramos los valores de  $e$  y  $b_{disc}$  que minimizaban la función de coste, se hizo un reajuste en la dimensión  $a$  inicial con el objetivo de conseguir minimizar más aun la función de coste obtenida, y en consecuencia conseguir una mejor polarización.

Tras todo este proceso iterativo de optimización llegamos a que las dimensiones de nuestra guía debían ser:

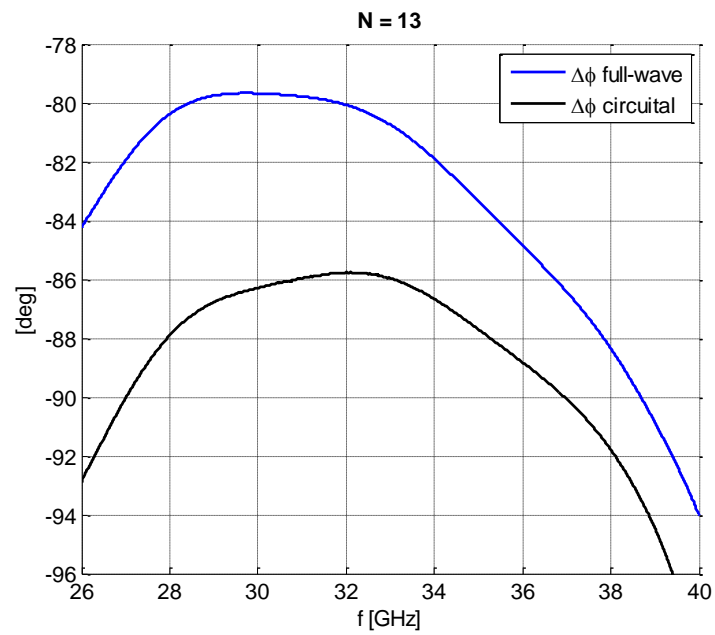
<b>DIMENSIONES PRINCIPALES</b>	
<b><math>a</math></b>	8.4 mm
<b><math>t</math></b>	0.190 mm
<b><math>e</math></b>	1.678 mm
<b><math>d</math></b>	0.668 mm
<b><math>N</math></b>	13
<b><math>l_{desf}</math></b>	22.606 mm

Tabla 5.2 – Dimensiones del desfasador diseñado

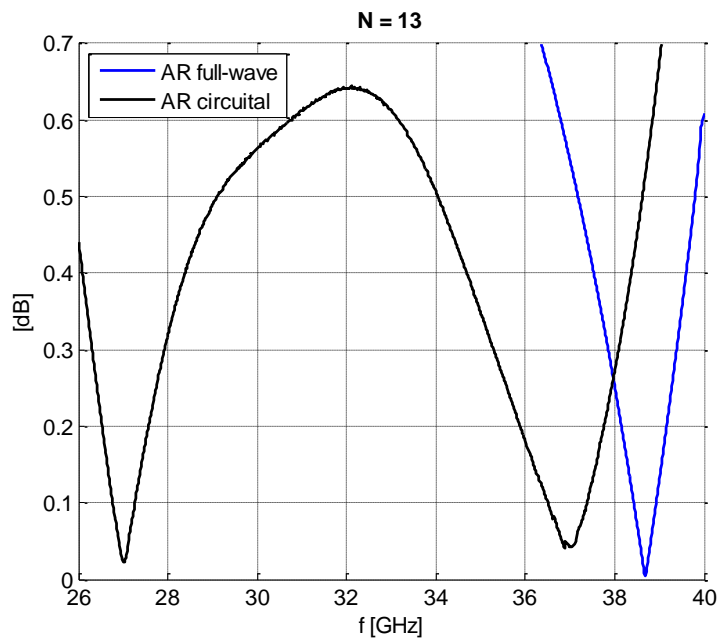
### 5.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS

Con estas dimensiones, procedimos a hacer las simulaciones apropiadas para comprobar si cumplimos los criterios de diseño. Respecto a la simulación full-wave, puesto que en el capítulo 4.4.2 y en el Anexo D ya se comprobó que los resultados obtenidos mediante CST y mediante Mode-Matching convergían., únicamente mostramos la simulación realizada con Mode-Matching.

### 5.3.1 SIMULACIÓN DEL MODELO CIRCUITAL CON MATLAB VS SIMULACIÓN FULL-WAVE CON MODE-MATCHING

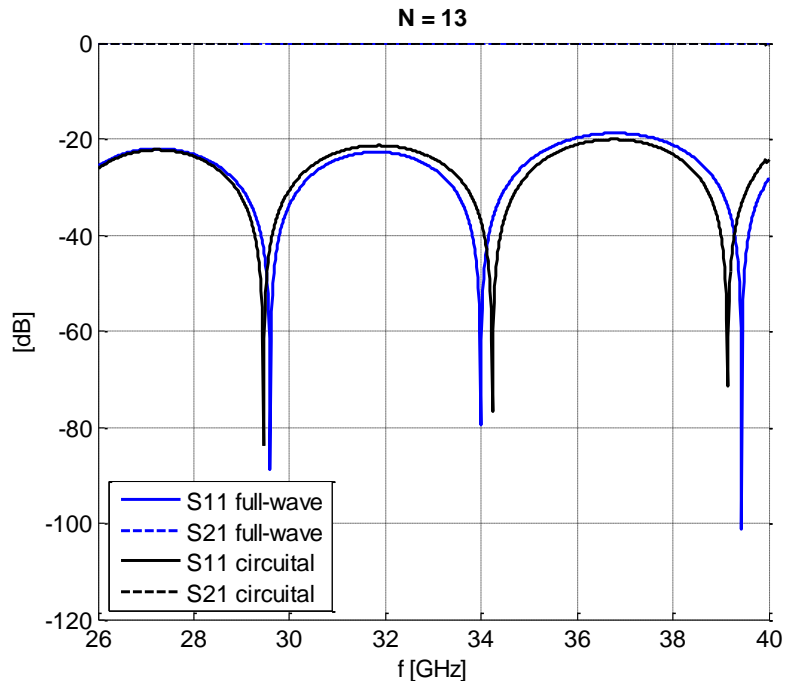


(a) Desfase entre modos introducido por el polarizador

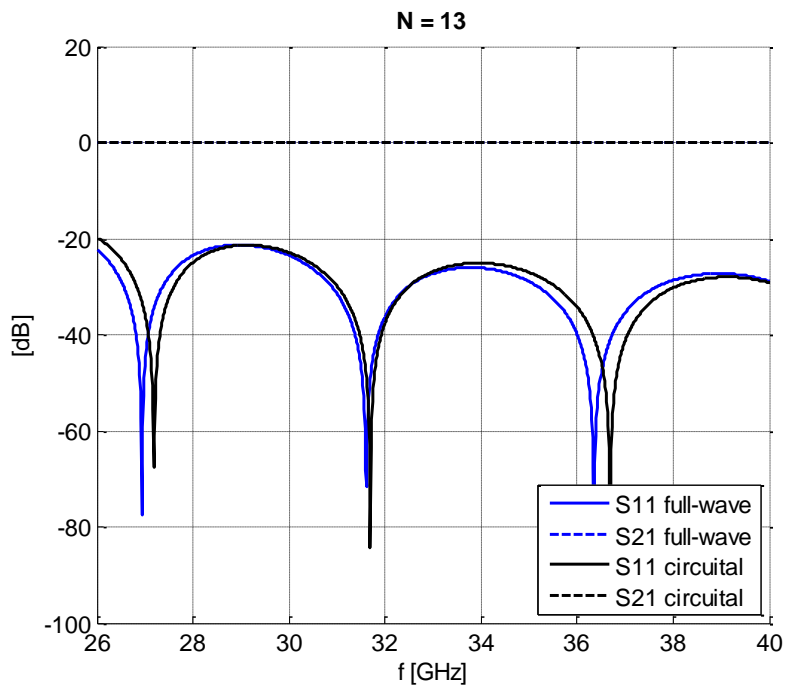


(b) Relación axial de la señal a la salida del polarizador

Figura 5.6 – Comparativa full-wave vs modelo circuital de un polarizador con 13 secciones en cascada



(c) Coeficientes de reflexión y transmisión para el modo  $TE_{10}$



(d) Coeficientes de reflexión y transmisión para el modo  $TE_{01}$

Figura 5.6 – Comparativa full-wave vs modelo circuital de un polarizador con 13 secciones en cascada

Debido a que el modelo circuital no contempla los efectos electromagnéticos de generación y desvanecimiento de modos que ocurren en cada una de las 13 discontinuidades, la simulación

del modelo circuital y la simulación full-wave difieren bastante en términos de la fase de transmisión. Veamos los resultados de interés obtenidos para todas las simulaciones a las dos frecuencias de trabajo:

$f_{o1} = 27 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$	$BW$	$\max( S_{11} ^V,  S_{11} ^H)$
<b>MODELO CIRCUITAL</b>	$-89.9831^\circ$	$0.0223 \text{ dB}$	$2.287 \text{ GHz}$	$-22.4234 \text{ dB}$
<b>FULL-WAVE MM</b>	$-81.9070^\circ$	$1.231 \text{ dB}$	$0 \text{ GHz}$	$-22.1670 \text{ dB}$
$f_{o2} = 37 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$	$BW$	$\max( S_{11} ^V,  S_{11} ^H)$
<b>MODELO CIRCUITAL</b>	$-90.0860^\circ$	$0.0424 \text{ dB}$	$3.671 \text{ GHz}$	$-20.2335 \text{ dB}$
<b>FULL-WAVE MM</b>	$-86.4430^\circ$	$0.5420 \text{ dB}$	$2.0540 \text{ GHz}$	$-18.9 \text{ dB}$

Tabla 5.3 – Comparativa de los resultados obtenidos mediante simulación del modelo circuital con Matlab, simulación full-wave con CST y con Mode-Matching

La simulación full-wave demuestra que este diseño claramente no cumple las especificaciones de la tabla 5.1.

### 5.3.2 CORRECCIÓN DEL MODELO

En vista de los resultados de las figuras 5.6(a) y (b), parece lógico pensar que a una frecuencia menor de  $26 \text{ GHz}$  conseguimos el desfase de  $-90^\circ$  que buscábamos conseguir a la frecuencia  $f_{o1}$ . Además vemos que el otro desfase de  $-90^\circ$  que debíamos tener en  $f_{o2}$  se encuentra ligeramente desplazado a la derecha, más concretamente en  $f'_{o2} = 38.68 \text{ GHz}$ . Con esta información podemos hacernos una idea de que lo que ha ocurrido es que hemos conseguido la respuesta deseada, pero en un ancho de banda fraccional mayor que el que buscábamos. Como solución se propone aplicar un factor de escala a todas las dimensiones del diseño y ver si conseguimos así alcanzar la respuesta en fase deseada. El factor corrector que aplicamos fue:

$$\text{Factor de corrección} = \frac{f_{o2}}{f'_{o2}} = \frac{37 \text{ GHz}}{38.68 \text{ GHz}} = 0.956 \quad (5.7)$$

Dado que multiplicar todas las dimensiones por esta magnitud supone reducir las mismas, será necesario añadir una sección más al diseño de manera que la longitud eléctrica del nuevo desfasador sea equiparable a la del viejo. Las nuevas dimensiones que obtuvimos fueron:

#### DIMENSIONES PRINCIPALES

<b><i>a</i></b>	8.0352 mm
<b><i>t</i></b>	0.1817 mm
<b><i>e</i></b>	1.6051 mm
<b><i>d</i></b>	0.639 mm
<b><i>N</i></b>	14
<b><i>l<sub>desf</sub></i></b>	23.643 mm

Tabla 5.4 – Dimensiones del desfasador corregido

En [3] podemos encontrar el diseño de un polarizador de doble banda, trabajando a las mismas frecuencias que el polarizador que se ha diseñado, cuya longitud es de 16.56 mm. Como vemos, el diseño que en este capítulo se ha llevado a cabo no se aleja demasiado de las implementaciones que podemos encontrar en el mercado.

Los resultados de simular esta estructura son los que aparecen en la figura 5.7, que para las frecuencias de interés son los que se muestran en la tabla 5.5.

<b><i>f<sub>o1</sub></i> = 27 GHz</b>	<b><math>\Delta\phi</math></b>	<b><i>AR</i></b>	<b><i>BW</i> (<i>AR</i> ≤ 0.4)</b>	<b><i>max</i>(<i>S<sub>11</sub><sup>V</sup></i>, <i>S<sub>11</sub><sup>H</sup></i>)</b>
<b>FULL-WAVE MM (CORREGIDO)</b>	−89.7570°	0.0370 dB	1.8640 GHz	−24.5220 dB
<b><i>f<sub>o2</sub></i> = 37 GHz</b>	<b><math>\Delta\phi</math></b>	<b><i>AR</i></b>	<b><i>BW</i> (<i>AR</i> ≤ 0.4)</b>	<b><i>max</i>(<i>S<sub>11</sub><sup>V</sup></i>, <i>S<sub>11</sub><sup>H</sup></i>)</b>
<b>FULL-WAVE MM (CORREGIDO)</b>	−89.8380°	0.0290 dB	3.1820 GHz	−24.5340 dB

Tabla 5.5 – Resultados obtenidos mediante simulación full-wave del polarizador corregido

Como vemos, esta nueva estructura diseñada a raíz de escalar el diseño inicial, cumple con creces todas las expectativas de diseño en un amplio rango de frecuencias.

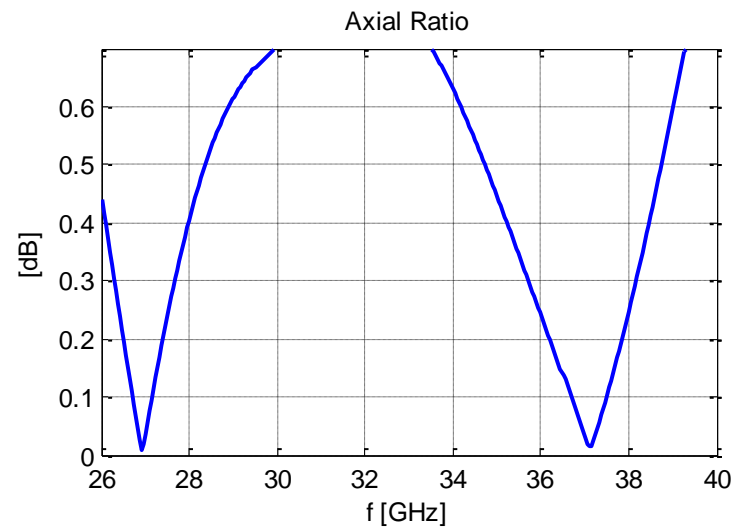
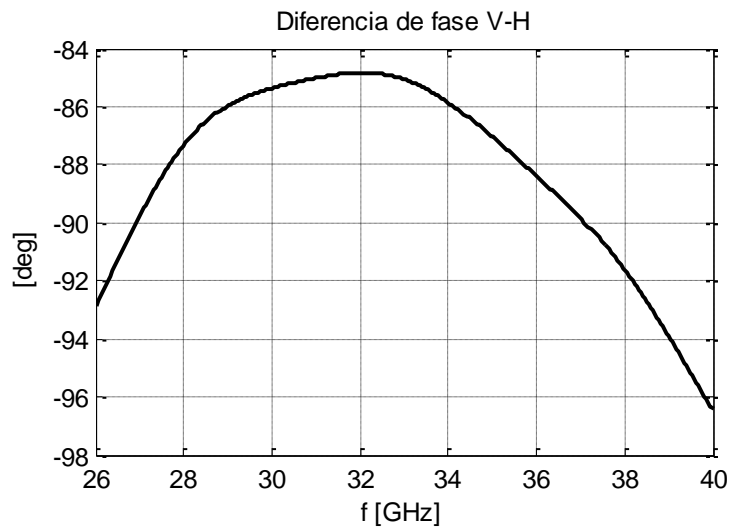
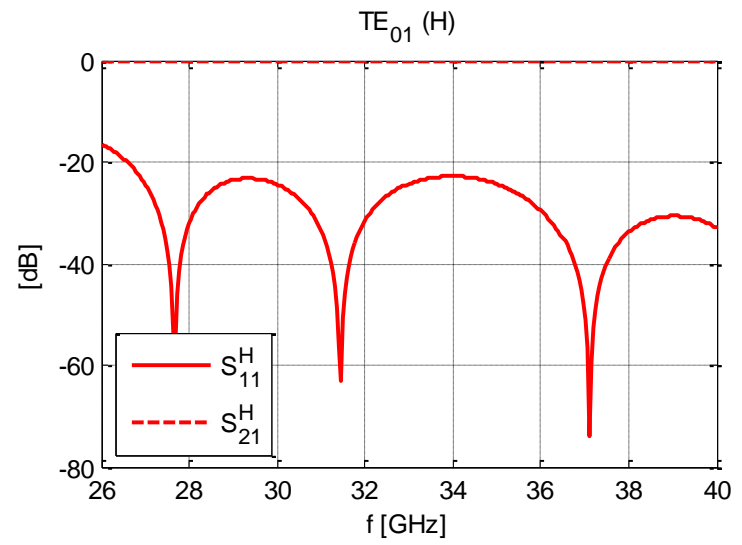
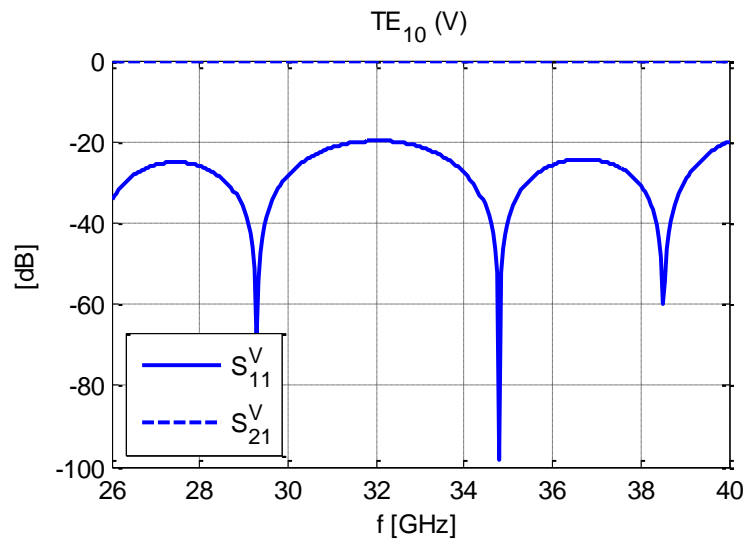
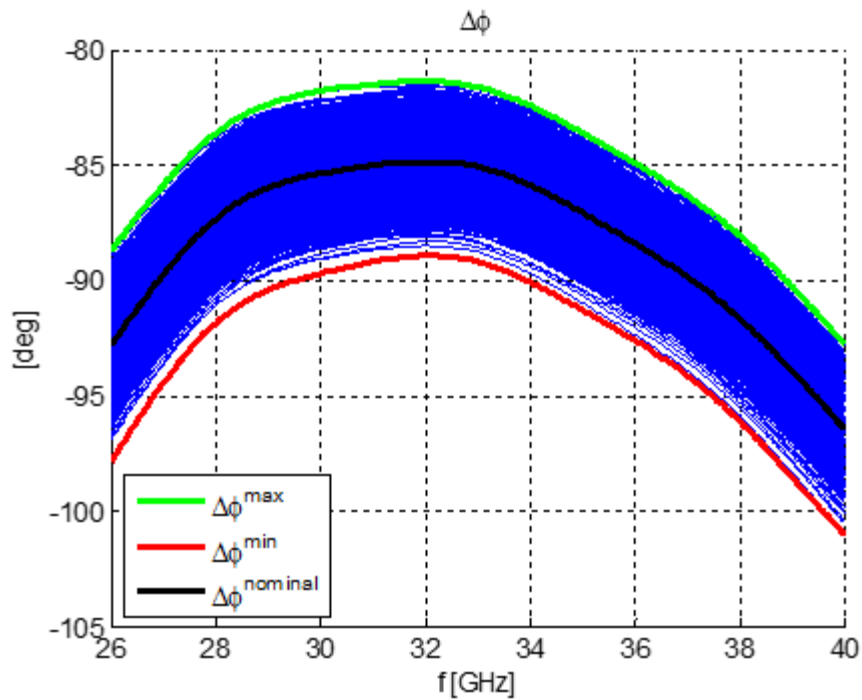


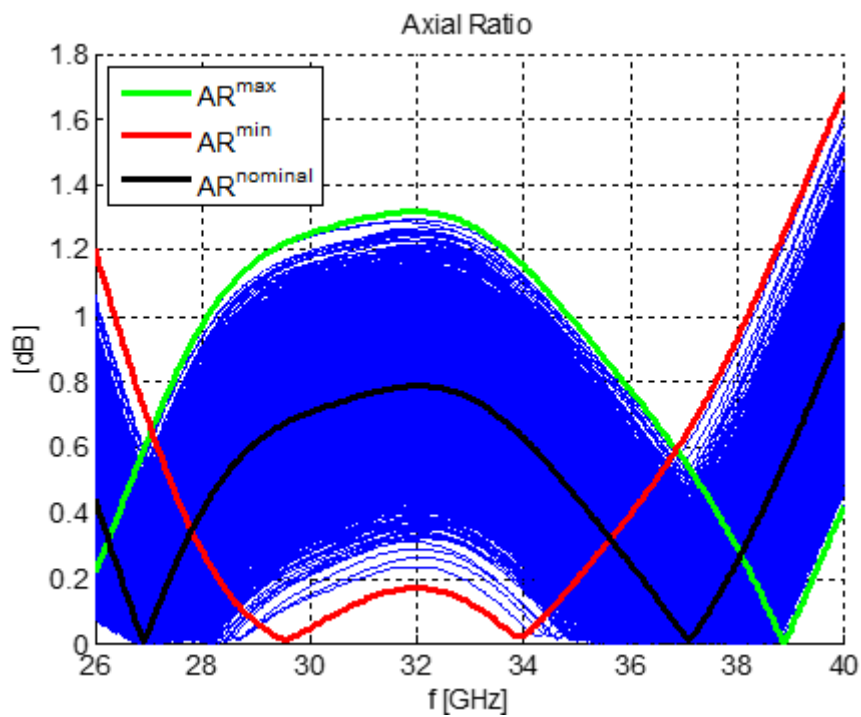
Figura 5.7– Simulación full-wave del polarizador corregido



#### 5.4 ESTUDIO DE SENSIBILIDAD



(a) Variación del desfase entre modos para cada prueba



(b) Variación de la relación axial para cada prueba

Figura 5.8 – Estudio de sensibilidad llevado a cabo con 5000 pruebas aleatorias, suponiendo una tolerancia de  $\pm 0.05 \text{ mm}$

Del mismo modo que se hizo en el capítulo 4.5, en la figura 5.8 mostramos los resultados tras la realización de un estudio de sensibilidad (sobre el diseño corregido) con 5000 muestras y suponiendo una tolerancia de  $\pm 0.05 \text{ mm}$ . A partir de estos resultados se elaboró la tabla 5.6, en la que exponemos la media y la desviación típica muestrales con el objetivo de poder predecir cuánto error introducirá el proceso de construcción.

$f_{o1} = 27 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$
$\bar{x}$	$-89.6988^\circ$	$0.1721 \text{ dB}$
$\sigma$	$1.36^\circ$	$0.1227 \text{ dB}$
$f_{o2} = 37 \text{ GHz}$	$\Delta\varphi$	$AR$
$\bar{x}$	$-89.7786^\circ$	$0.147 \text{ dB}$
$\sigma$	$1.69^\circ$	$0.106 \text{ dB}$

Tabla 5.6 – Media y desviación típica del desfase entre modos y la relación axial para una muestra de 5000 simulaciones.

# Capítulo 6

## Conclusiones y trabajo futuro

### 6.1 CONCLUSIONES

A lo largo de este trabajo se han dejado claras las principales técnicas de diseño de polarizadores en guía de onda rectangular que existen en la actualidad.

En el capítulo 3 se estudió el comportamiento capacitivo e inductivo de las discontinuidades de plano E y plano H, para lo cual se simularon estructuras muy sencillas con el objetivo de observar aisladamente su comportamiento y así poder extraer su modelo circuital equivalente. La búsqueda del modelo circuital equivalente de este tipo de discontinuidades vino motivada por los largos tiempo de simulación que supone una simulación full-wave.

Con todas estas herramientas, en el capítulo 4 se llevó a cabo el primer diseño de un polarizador monobanda, empleando el equivalente circuital de cada discontinuidad. Para ello, se diseñó en Matlab un programa con el cual, a partir de los parámetros S de una única discontinuidad permitió estimar la longitud que debería tener el polarizador para proporcionar el desfase deseado. Así mismo nos permitió simular el comportamiento aproximado, en módulo y fase, de un polarizador con N corrugaciones. Pudimos comprobar que la simulación circuital realizada con Matlab, para tiempos de simulación mucho menores, proporciona resultados similares (pero nunca igual de precisos) a los que obtuvimos mediante el análisis full-wave realizado mediante Mode-Matching. Cabe destacar que el punto más importante del proceso de diseño fue conseguir la correcta interpretación de las fases de transmisión obtenidas a través del modelo circuital, explicada en el Anexo E.

Una vez se comprobaron los principios teóricos y las técnicas de diseño en el capítulo 4, se realizó un segundo diseño consistente en un polarizador de doble banda para trabajar en banda

Ka. En este segundo caso de estudio se modificó el programa desarrollado en el capítulo 4, de manera que permitiese optimizar tanto el funcionamiento del mismo, ofreciendo polarización circular en dos bandas de trabajo con el mayor ancho de banda posible y el menor AR, como las dimensiones, buscando obtener el polarizador de menor longitud.

Finalmente, tanto en el diseño monobanda como en el doble banda, se llevó a cabo un estudio de sensibilidad. El primero de ellos se realizó en un polarizador que no fue optimizado. Resultado de ello fue que al tener en cuenta los posibles errores mecánicos de construcción, la respuesta en fase se degradara bastante llegando a obtener desviaciones típicas de hasta  $13^\circ$ . El segundo estudio de sensibilidad, por el contrario, dejó constancia de que con una correcta definición de las dimensiones de cada elemento del polarizador, a las cuales llegamos buscando el mínimo global de la función de coste (5.6), se puede llegar a elaborar un diseño estable con desviaciones típicas de hasta casi  $2^\circ$  debidas a fallos de construcción.

## 6.2 TRABAJO FUTURO

En vista de los buenos resultados obtenidos en el diseño del polarizador de doble banda, se deja como trabajo futuro la construcción del mismo y su medida, de manera que se pueda comprobar si los resultados simulados son fieles al comportamiento que tendría en la realidad.

Por desgracia el deterioro de la respuesta en frecuencia debido a errores en la construcción no está en nuestra mano resolverlo. No obstante, podría ser de interés tratar de encontrar la manera de re-sintonizar el dispositivo una vez construido para hacer frente a estas variaciones.

Otra línea de trabajo al margen del diseño del polarizador, sería desarrollar el sistema previo que proporcionase la polarización lineal de entrada a nuestro polarizador, y la red de adaptación entre los mismos.

# Referencias

- [1] UIT, «Recomendación UIT-R BO.791,» 1992.
- [2] U. Tucholke, F. Arndt y T. Wriedt, «Field Theory and Design of Square Waveguide Iris Polarizers,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, n° 1, pp. 156-160, 1986.
- [3] Y. Liu, F. Li, X. Li y H. He, «Design and Optimization of Wide and Dual Band Waveguide Polarizer,» de *Global Symposium on Millimeter Waves*, 2008, pp. 384-386.
- [4] C. Pflügler, D. Schobert, T. Thiry, P. Kohl y M. Schneider, «A Study on Polarizers for Telecommunication Satellite Applications,» 2014.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4ª ed., John Wiley & Sons, 2011.
- [6] J. Uher, J. Bornemann y U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Artech House, 1993.
- [7] N. Marcuvitz, «Waveguide Handbook,» de *MIT Radiation Laboratory Series*, vol. 10, New York, McGraw-Hill, 1948.
- [8] S.-M. Hwang y B.-C. Ahn, «New Design Method for a Dual band Waveguide Iris Polarizer,» de *IEEE 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications*, 2007, pp. 435-438.
- [9] K. K. Chan, «Dual Band/Wide Band Waveguide Polarizer,» de *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2000, pp. 66-69.

## ANEXO A: NOTACIÓN

Todas las ecuaciones y desarrollos que se muestran en el documento parten de la suposición de que tratamos con campos armónicos en el tiempo. Además, para referirnos a estos campos usaremos su notación fasorial, la cual lleva implícita una dependencia temporal de  $e^{j\omega t}$ . De este modo, un campo eléctrico sinusoidal polarizado en la dirección  $\hat{x}$  de la forma:

$$\vec{\mathbf{E}}(x, y, z, t) = \vec{\mathbf{E}} = C(x, y, z) \cos(\omega t + \varphi) \hat{x} \quad (\text{A.1})$$

donde  $C$  es la amplitud (real),  $\omega$  es la frecuencia angular y  $\varphi$  es la referencia de fase de la onda en el instante  $t=0$ , tiene el fasor:

$$\vec{\mathbf{E}}(x, y, z) = \vec{\mathbf{E}} = C(x, y, z) e^{j\varphi} \hat{x} \quad (\text{A.2})$$

La conversión entre fasor y variación temporal se obtendrá por tanto multiplicando el fasor por  $e^{j\omega t}$  y tomando la parte real:

$$\vec{\mathbf{E}}(x, y, z, t) = \text{Re}\{\vec{\mathbf{E}}(x, y, z) e^{j\omega t}\} = C(x, y, z) \cos(\omega t + \varphi) \hat{x} \quad (\text{A.3})$$

Así mismo, la expresión de un campo cualquiera  $\vec{\mathbf{A}}$  en función de sus fasor y en el sistema de coordenadas cartesiano tomará la siguiente forma:

$$\vec{\mathbf{A}}(x, y, z) = A_x(x, y, z) \hat{x} + A_y(x, y, z) \hat{y} + A_z(x, y, z) \hat{z} \quad (\text{A.4})$$

Por simplicidad a la hora de exponer desarrollos, se omitirá la dependencia de la posición  $(x, y, z)$  de modo que un campo cualquiera  $\vec{\mathbf{A}}$  será expresado de este modo:

$$\vec{\mathbf{A}} = A_x \hat{x} + A_y \hat{y} + A_z \hat{z} \quad (\text{A.5})$$

## ANEXO B: SIMETRÍA EN LAS DISCONTINUIDADES

Al trabajar con la guía de onda rectangular, en algún tramo de la estructura puede haber una o varias discontinuidades en el medio. Estas discontinuidades, al ser excitadas por un campo dan lugar a la generación de todos los modos de orden superior de la guía tal y como establece la siguiente expresión:

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} TE_{m0} + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{mn} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{mn} \quad (B.1)$$

No obstante, si la discontinuidad:

- se coloca simétrica respecto del sistema coordenado del tramo en que se produjo la discontinuidad (figura 3.2(b)) y además
- el campo incide de manera simétrica a la apertura de la discontinuidad

podremos reducir la cantidad de modos de orden superior generado. Para demostrarlo, vamos a definir antes de nada dos conceptos: pared eléctrica perfecta (Perfect Electric Wall – PEW) y pared magnética perfecta (Perfect Magnetic Wall – PMW).

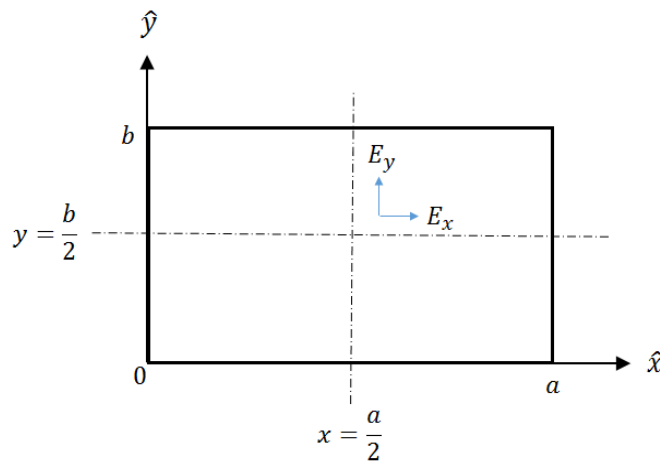


Figura B.1 – Planos de simetría en una guía de onda rectangular

Se dice que un determinado plano hace de pared eléctrica perfecta si en todo su dominio cumple las condiciones de un conductor eléctrico perfecto, es decir, en todo su dominio se cumple:

- El campo eléctrico tangencial  $E_{tan}$  a la superficie se anula (todo es normal  $E_{norm}$ ).

- El campo magnético normal  $H_{norm}$  a la superficie se anula (todo es tangencial  $H_{tan}$ ).

Se dice que un determinado plano hace de pared magnética perfecta si en todo su dominio cumple las condiciones de un conductor magnético perfecto, es decir, en todo su dominio se cumple:

- El campo eléctrico normal  $E_{norm}$  a la superficie se anula (todo es tangencial  $E_{tan}$ ).
- El campo magnético tangencial  $H_{tan}$  a la superficie se anula (todo es normal  $H_{norm}$ ).

Teniendo ya claras estas nociones, volvamos a nuestro problema en el cual tenemos una discontinuidad en la que inciden los modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$ . Primero vamos a analizar lo que ocurre con el modo  $TE_{10}$ . Este modo, tal y como se puede ver en la figura 3.1 presenta simetría de campo respecto de los planos  $x = a/2$  e  $y = b/2$ . Si la discontinuidad entre los dos dispositivos presenta a su vez simetría física respecto de los mismos dos planos, de acuerdo a las expresiones de campo eléctrico y magnético de los modos  $TE_{mn}$  y  $TM_{mn}$  expuestas en (2.2) llegamos a:

$$E_x(x = a/2) = E_{norm} = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{1\cdot\pi}{2} \sin \frac{0\cdot\pi y}{b} e^{-\gamma z} = 0 \quad (B.2)$$

$$E_y(x = a/2) = E_{tan} = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{1\cdot\pi}{2} \cos \frac{0\cdot\pi y}{b} e^{-\gamma z} \neq 0 \quad (B.3)$$

Es decir, el plano  $x = a/2$  se comporta como una pared magnética perfecta. En consecuencia, únicamente se generarán los modos de orden superior que cumplan estas “condiciones de contorno virtuales”, y estos son:

$$E_x(x = a/2) = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi}{2} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-\gamma z} = 0, \quad m \text{ impar}, \forall n \quad (B.4)$$

Este mismo desarrollo puede extenderse a los modos  $TM_{mn}$ . Por tanto la expresión (B.1) se reduce a:

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} TE_{(2m-1)n} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{(2m-1)n} \quad (B.5)$$

Si realizamos este mismo análisis en el plano  $y = b/2$  vemos que en este caso



$$E_x(y = b/2) = E_{tan} = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{1\cdot\pi x}{a} \sin \frac{0\cdot\pi}{2} e^{-\gamma z} = 0 \quad (\text{B.6})$$

$$E_y(y = b/2) = E_{norm} = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{1\cdot\pi x}{a} \cos \frac{0\cdot\pi}{2} e^{-\gamma z} \neq 0 \quad (\text{B.7})$$

Es decir, el plano  $y = b/2$  se comportará como una pared eléctrica perfecta y únicamente se generarán los modos que cumplan esta condición, que son:

$$E_x(y = b/2) = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi}{2} e^{-\gamma z} = 0, \quad \forall m, n \text{ par} \quad (\text{B.8})$$

La expresión (B.1) se reduce ahora a:

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} TE_{m\ 2n} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{m\ 2n} \quad (\text{B.9})$$

Combinando las expresiones (B.5) y (B.9) se puede deducir que cuando el modo  $TE_{10}$  excite de manera simétrica una discontinuidad con simetría física como la de la figura 3.2(b), se habrán generado los siguientes modos:

$$EM = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} TE_{(2m-1)\ 2n} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{(2m-1)\ 2n} \quad (\text{B.10})$$

Si se repite el mismo análisis con el otro modo que excita la discontinuidad,  $TE_{01}$ , el cual presenta simetría de excitación respecto de los mismos planos, y suponiendo de nuevo simetría física en la discontinuidad, llegamos a que los modos excitados serán:

$$EM = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{2m\ (2n-1)} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{2m\ (2n-1)} \quad (\text{B.11})$$

Así, cuando ambos modos  $TE_{10}$  y  $TE_{01}$  inciden de manera simultánea en la discontinuidad, los modos que se excitarán serán tanto los definidos en (B.10) como en (B.11). Es decir, la expresión (B.1) queda simplificada en:

$$\begin{aligned} EM = & \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} TE_{(2m-1)\ 2n} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{(2m-1)\ 2n} \\ & + \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TE_{2m\ (2n-1)} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} TM_{2m\ (2n-1)} \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

## ANEXO C: CONVERSIONES ENTRE PARÁMETROS DE REDES DE DOS PUERTOS

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

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

Tabla extraída de [5].

## ANEXO D: ANÁLISIS DE CONVERGENCIA

En este documento se hace uso de dos técnicas de resolución de problemas electromagnéticos. La primera de ellas es la que nos ofrece la herramienta CST Microwave Studio. Este software hace uso de métodos numéricos genéricos como son el de elementos finitos o el de diferencias finitas cuya principal ventaja es que permiten hacer frente a un amplio rango de problemas. La segunda técnica que emplearemos será la de análisis modal o Mode-Matching. Esta última técnica, sin ofrecer el grado de generalidad que nos ofrece CST será la herramienta más útil a la hora de realizar las simulaciones ya que, precisamente el hecho de que esté optimizada para un tipo de problema concreto, hace que los tiempos de simulación se reduzcan notablemente, siendo capaz de ofrecer, usando menos tiempo, la misma precisión en los resultados.

Con el objetivo de comprobar que los resultados obtenidos mediante Mode-Matching y los obtenidos mediante CST convergen a la misma solución, se hizo un análisis de ambas herramientas. La estructura que se simuló es la que se presenta en la figura D.1, desplazando los planos de referencia a la discontinuidad

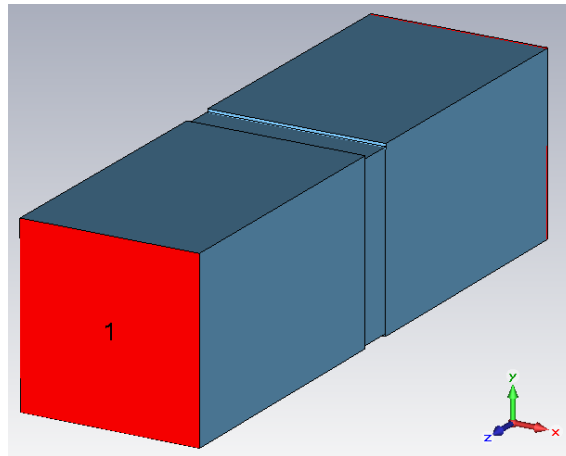


Figura D.1 – Sección canónica del polarizador diseñada en CST

De acuerdo a la notación de la figura 3.6 las dimensiones que se utilizaron fueron:  $a = b = 5 \text{ mm}$ ,  $b_{disc} = 4.84 \text{ mm}$ ,  $t = 1 \text{ mm}$ , con una distancia desde el puerto de entrada hasta la discontinuidad de  $l_{puerto} = 8 \text{ mm}$  según lo establecido en (3.9). Los resultados a los que se llegó son los siguientes:

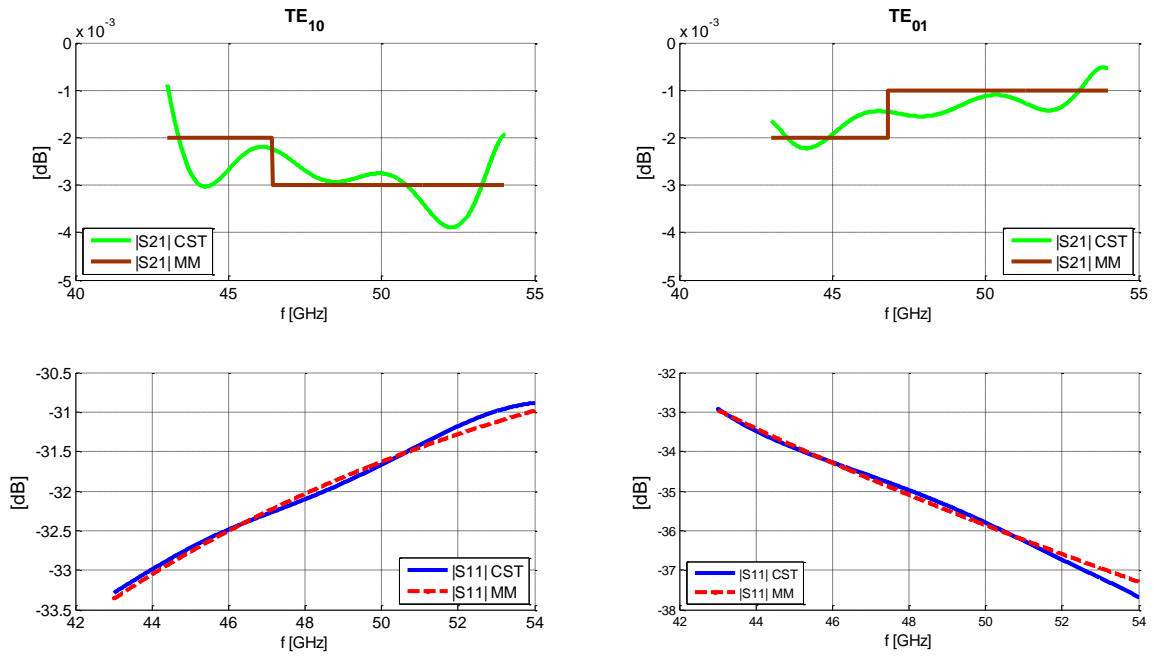


Figura D.2 – Comparación de coeficientes de transmisión y reflexión

En principio parece que los valores extraídos con ambos métodos convergen. Dado que el punto clave del polarizador es la fase, o mejor dicho el desfase entre las componentes que conforman la polarización, será de vital importancia asegurarse que las fases que obtenemos con los dos métodos son iguales.

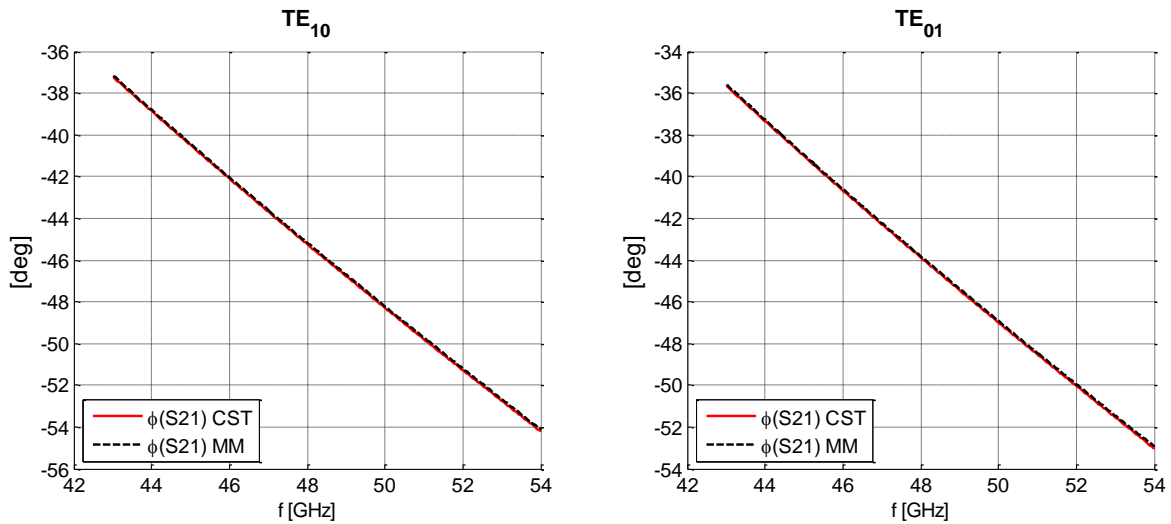


Figura D.3 – Comparación de fases de transmisión

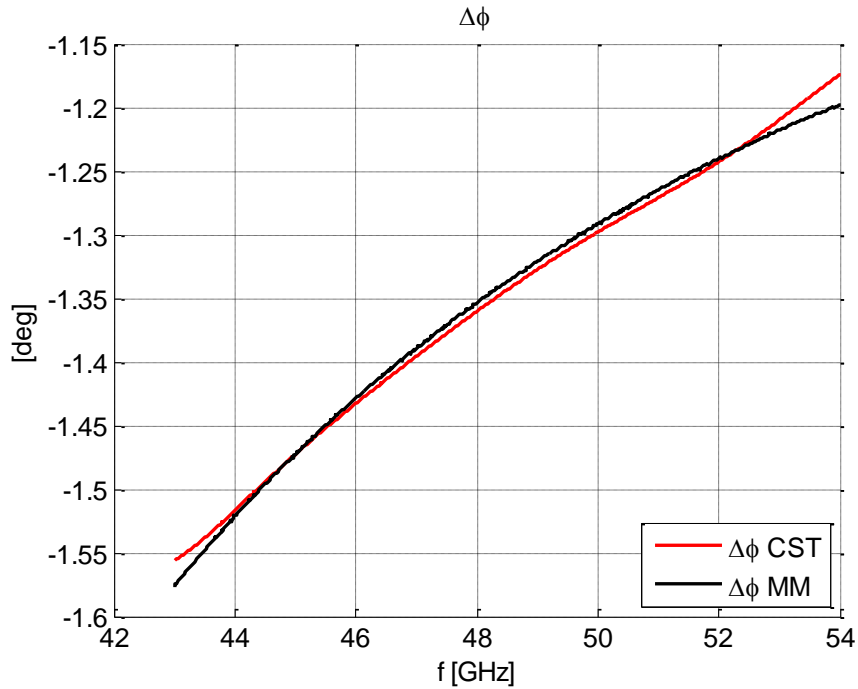


Figura D.4 – Comparación del desfase entre modos

Finalmente podemos concluir que los resultados obtenidos mediante cualquiera de los dos métodos convergen a la misma solución.

Durante estas pruebas se pudo comprobar que efectivamente el método de Mode-Matching optimiza las operaciones realizadas<sup>2</sup>, siendo el tiempo de simulación considerablemente menor. Es por este motivo por el que todos los resultados de simulaciones full-wave que aparecen en la memoria han sido realizados mediante la técnica de Mode-Matching.

---

<sup>2</sup>La respuesta en escalón que se puede observar en los parámetros  $S_{21}$  de la figura D.2 se deben a que, por configuración interna del programa que realiza la simulación Mode-Matching, todos los resultados son truncados a la cuarta cifra decimal. Esto se traduce en una respuesta de tipo escalón cuando los valores de interés son del orden de  $10^{-3} \sim 10^{-4}$ .

## ANEXO E: SOLUCIÓN AL PROBLEMA DE LAS FASES

En el capítulo 4 nos encontramos con el problema derivado de usar la función `angle` de Matlab adherido a la periodicidad que tiene la fase del coeficiente de transmisión.

Como es bien sabido, la función `angle` nos devuelve la fase del parámetro que le pasemos por argumento, siempre expresada en el intervalo que va de  $-\pi$  a  $+\pi$  radianes. En consecuencia, cualquier ángulo obtenido mayor de este rango, será convertido a su equivalente periódico dentro del rango  $\pm\pi$ .

Al diseñar el modelo circuital del polarizador con Matlab, se observa que conforme introducimos más secciones, la longitud del polarizador aumenta, y dado que los modos se propagan según  $e^{-j\beta l_{pola}}$ , su fase se hace más negativa tal y como quedó reflejado en la figura 4.2. El problema viene de que para una determinada longitud, la fase que obtengamos, que viene dada por el exponente  $-\beta l_{pola}$  será que menor de  $-\pi$  radianes. En consecuencia, Matlab nos devolverá su equivalente periódico comprendido en su rango interno de funcionamiento. Como es lógico pensar, este problema puede solucionarse empleando la función `unwrap` también proporcionada por Matlab, pero no basta sólo con eso. Si bien es cierto que la función `angle` es una de las fuentes del problema, no es el único.

El problema principal, y el que se va a explicar cómo solucionar, es debido a que es necesario tener memoria de los eventos pasados. Es decir, si se simula una estructura con N secciones en cascada y extraemos la fase del coeficiente de transmisión, el resultado que obtengamos será tomando como referencia de fases esa misma simulación, esto es, se desconoce la evolución angular que ha habido hasta llegar a ese resultado. De este modo, si al simular N-1 secciones cascadeadas obteníamos una fase de  $-170^\circ$  a una frecuencia  $f_o$ , y al simular N cascadas la fase deseada debería haber aumentado hasta colocarse en  $-200^\circ$ , el resultado proporcionado por Matlab será  $+160^\circ$ . Un ejemplo de este caso se muestra en la figura E.1.

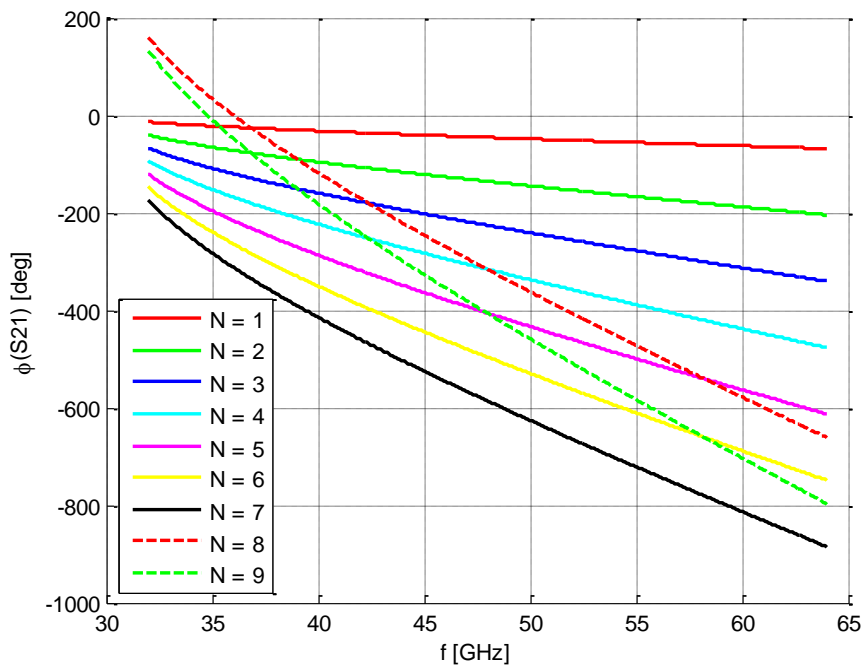


Figura E.1 – Evolución de la fase del modo  $TE_{10}$  para N secciones puestas en cascada

Como podemos ver, en el transcurso de  $N=7$  a  $N=8$  secciones, se produce este efecto que hemos descrito.

Comprobando la evolución que siguen las fases a medida que  $N$  aumenta, parece lógico pensar que ese no es el comportamiento que se busca tener. Lo que cabría esperar sería que la curva  $N=8$  siguiera la tendencia marcada por todas las anteriores.

Habiendo identificado ya el problema, la solución que se propone es dotar de memoria al programa de tal manera que sepa qué ha ocurrido en el pasado. Así, si veníamos de una fase de  $-170^\circ$  (valor pasado) y en el momento actual tenemos una fase de  $+160^\circ$  grados, mediante la resta de ambos valores podremos saber si Matlab ha intervenido sumando una vuelta de  $+360^\circ$ .

- Si el resultado de restar (valor actual + valor pasado) es negativo y mayor o igual que  $-180^\circ$ , Matlab habrá sumado  $360^\circ$ .
- Si el resultado de restar (valor actual + valor pasado) es negativo y menor de  $-180^\circ$ , no se habrá producido ningún ajuste de fase indeseado

De esta manera, si se determina que sí se ha producido este truncamiento de información, se contrarrestará la acción tomada por Matlab sumando  $-360^\circ$  y obtendremos una interpretación correcta de los resultados.

Esta solución tiene validez bajo la suposición de que:

1. El “valor pasado” siempre será negativo bien por su naturaleza o bien porque ya ha sido corregido
2. Cada sección introduce una variación de fase de máximo  $-180^\circ$ , caso poco habitual. Lo normal será que las variaciones de fase de introducidas por cada sección sean de entre  $0$  y  $-10$  grados.

Aplicando este criterio, se obtienen unos valores de fase que siguen una tendencia determinada y que es consistente con los valores que tomó en el pasado tal y como mostramos en la figura E.2.

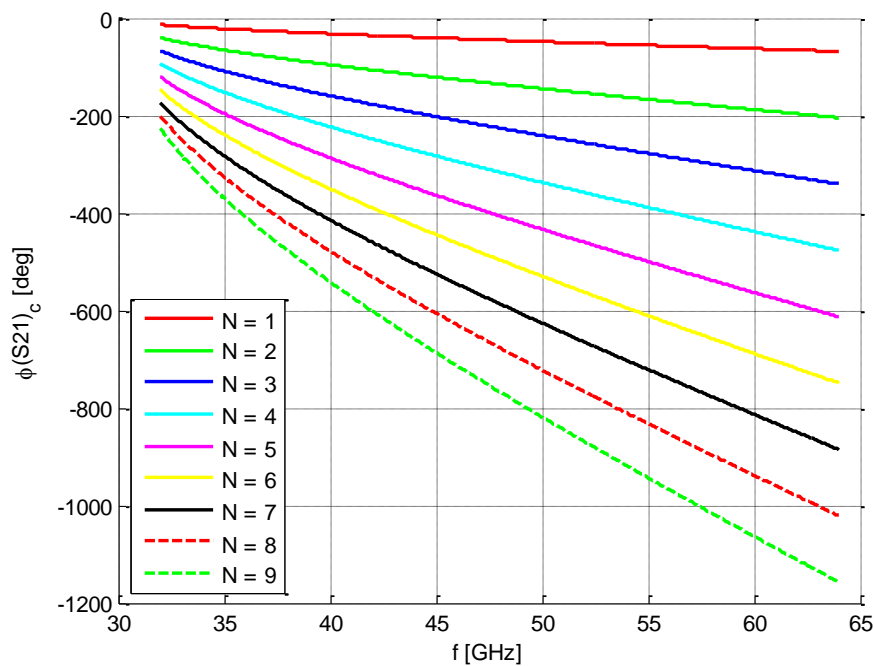
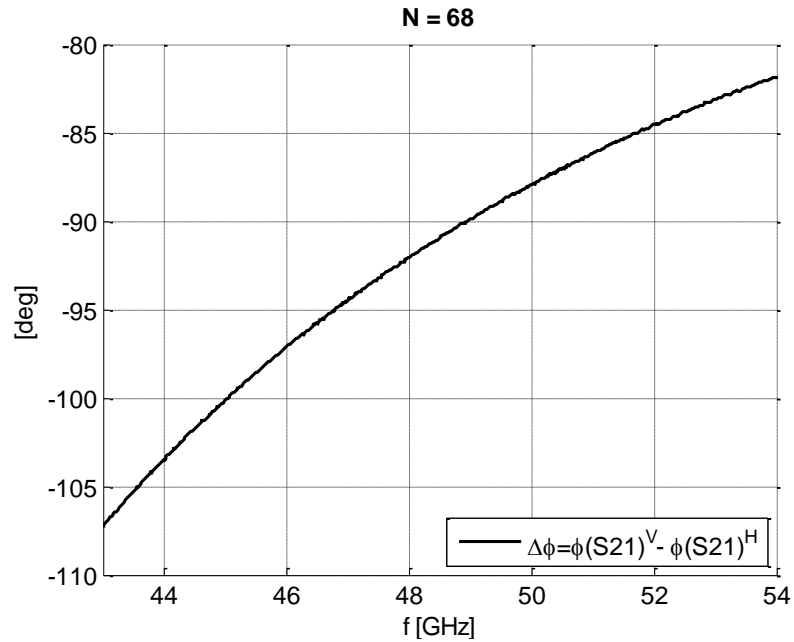


Figura E.2 – Evolución de la fase del modo  $TE_{10}$  para N secciones puestas en cascada

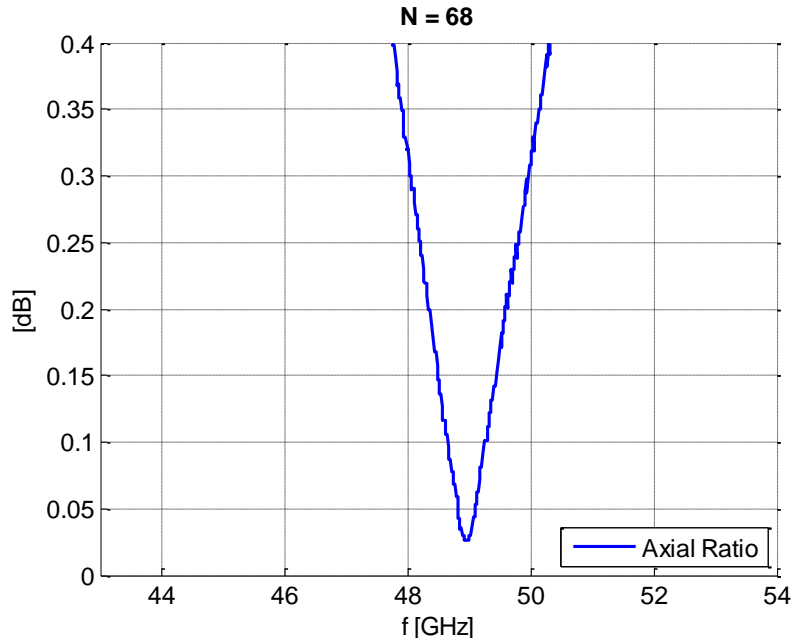


## ANEXO F: SIMULACIÓN DEL POLARIZADOR MONOBANDA

### SIMULACIÓN DEL MODELO CIRCUITAL CON MATLAB

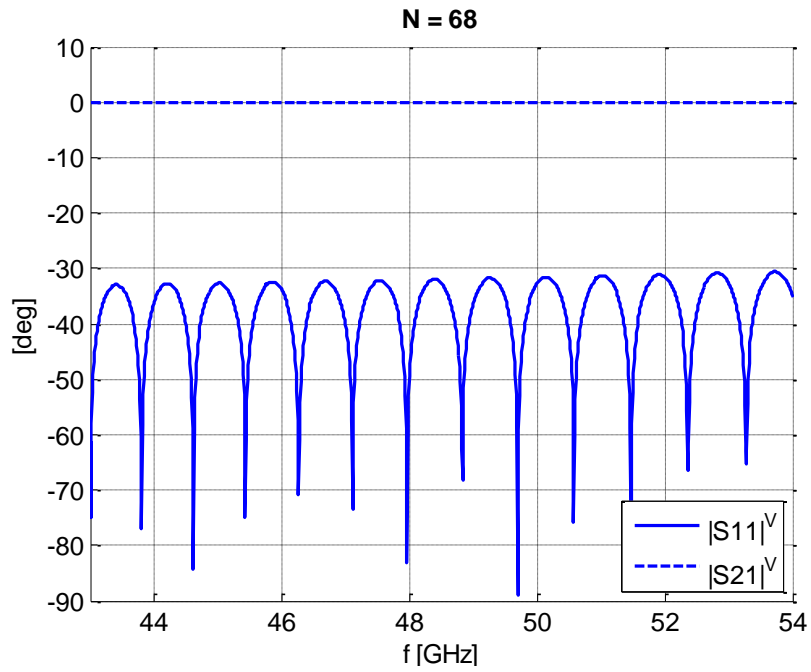


(a) Desfase entre modos introducido por el polarizador

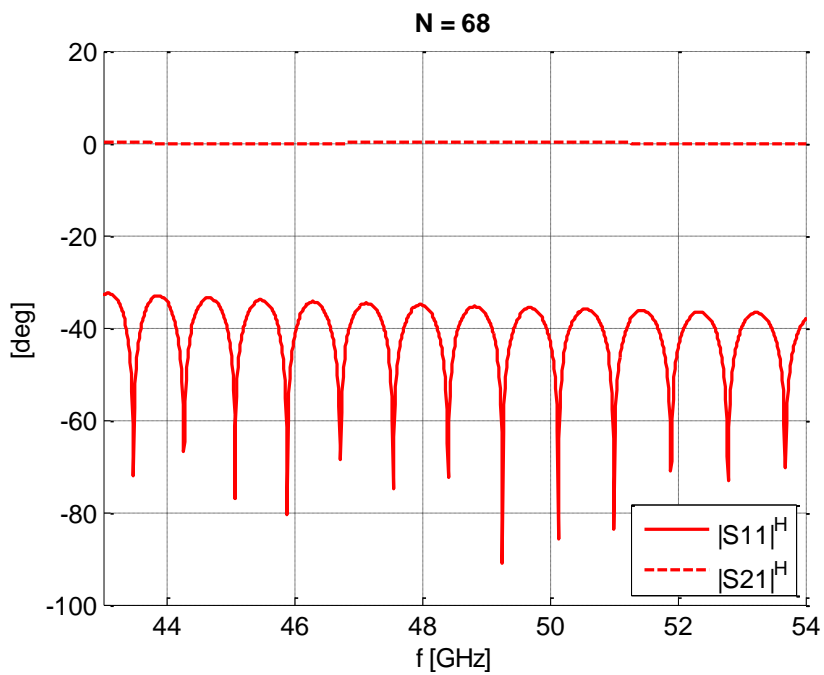


(b) Relación axial de la señal a la salida del polarizador

Figura F.1 – Simulación del modelo circuital equivalente de un polarizador con 68 secciones en cascada



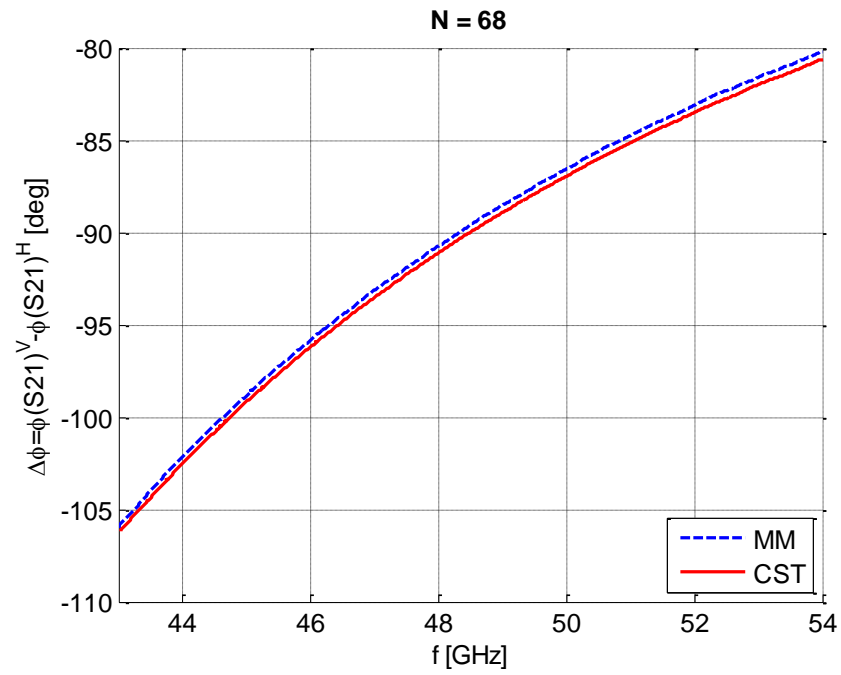
(c) Módulo de los parámetros S del modo  $TE_{10}$



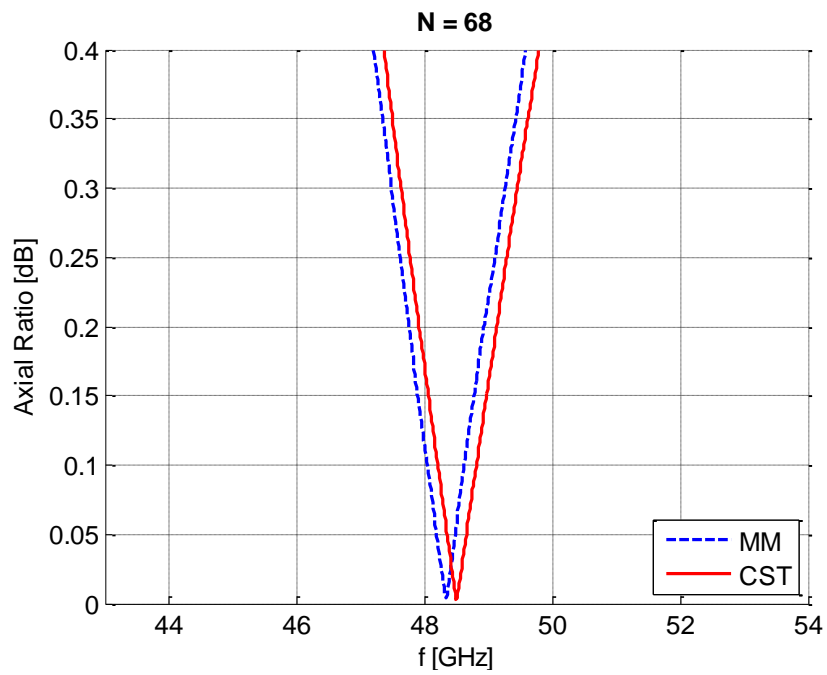
(d) Módulo de los parámetros S del modo  $TE_{01}$

Figura F.1 – Simulación del modelo circuital equivalente de un polarizador con 68 secciones en cascada

## SIMULACIÓN FULL-WAVE CON CST vs MODE-MATCHING

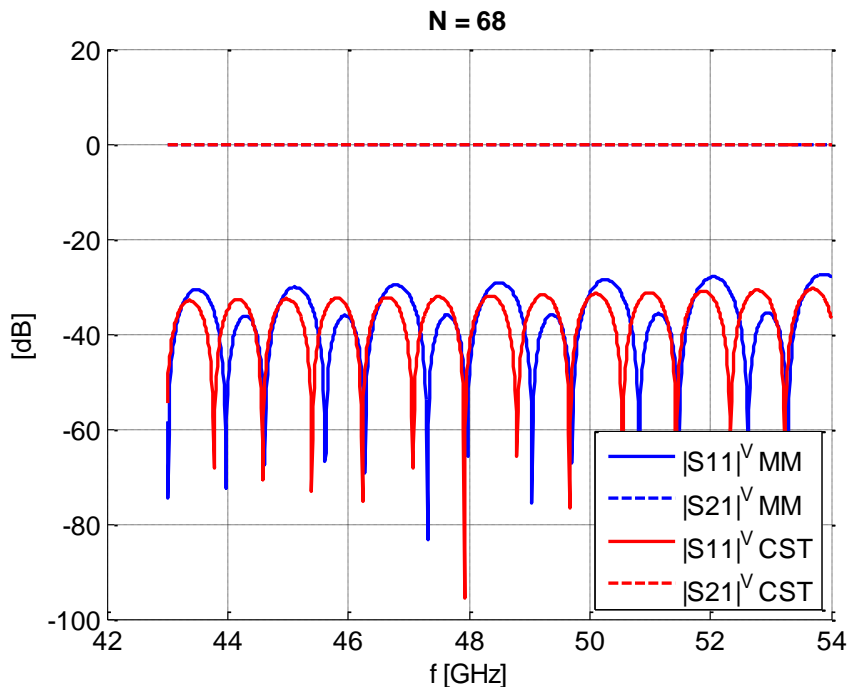


(a) Desfase entre modos introducido por el polarizador

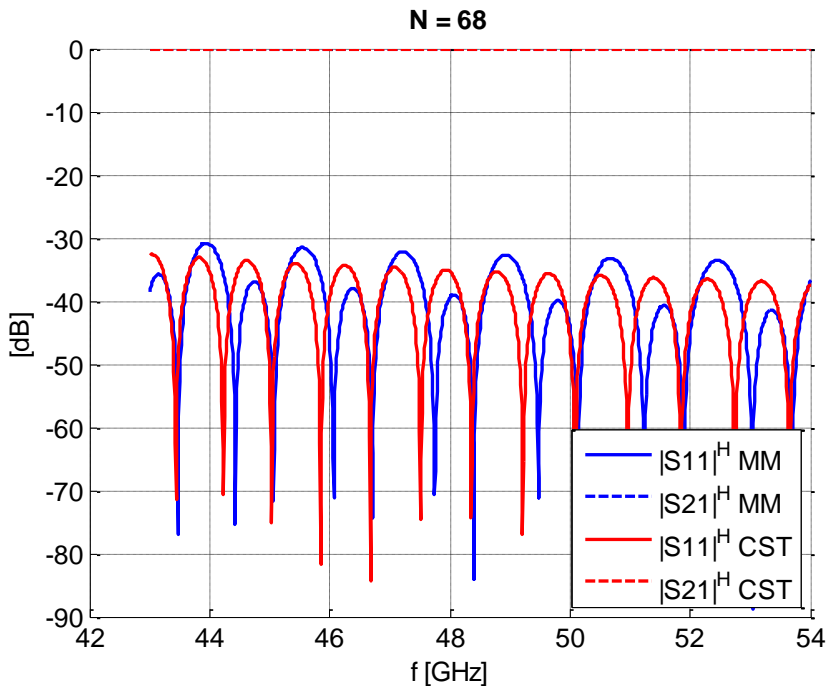


(b) Relación axial de la señal a la salida del polarizador

Figura F.2 – Simulación full-wave de un polarizador con 68 secciones en cascada



(c) Módulo de los parámetros S del modo  $TE_{10}$



(d) Módulo de los parámetros S del modo  $TE_{01}$

Figura F.2 – Simulación full-wave de un polarizador con 68 secciones en cascada