

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR ORTO-MODAL PARA BANDA C DE MICROONDAS

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Gómez C, Jhon A.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2009

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO

DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR ORTO-MODAL PARA BANDA C DE MICROONDAS

Prof. Guía: Lic. MsC. Franklin Martínez
Tutor Industrial: Ing. Hon Ching Moy Li

Presentado ante la Ilustre
Universidad Central de Venezuela
por el Br. Gómez C, Jhon A.
para optar al título de
Ingeniero Electricista

Caracas, 2009

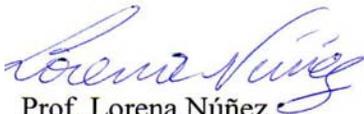
CONSTANCIA DE APROBACIÓN

Caracas, 09 de marzo de 2010

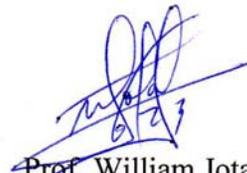
Los abajo firmantes, miembros del Jurado designado por el Consejo de Escuela de Ingeniería Eléctrica, para evaluar el Trabajo Especial de Grado presentado por el Bachiller, Jhon A. Gómez C titulado:

“DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR ORTO-MODAL PARA BANDA C DE MICROONDAS”

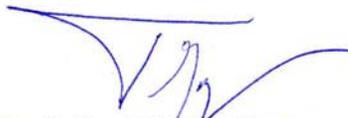
Consideran que el mismo cumple con los requisitos exigidos por el plan de estudios conducente al Título de Ingeniero Electricista en la mención de Comunicaciones, y sin que ello signifique que se hacen solidarios con las ideas expuestas por el autor, lo declaran APROBADO.



Prof. Lorena Núñez
Jurado



Prof. William Jota
Jurado



Prof. Franklin Martínez
Prof. Guía

DEDICATORIA

A mi madre Gloria María Caballero, quien me dio la vida y la persona a quien debo agradecer estar donde estoy, siempre dispuesta a ayudarme en cualquier situación en forma incondicional, y parte fundamental en el logro de esta meta tan importante en mi vida.

AGRADECIMIENTOS

El logro de esta meta de mi vida no hubiese sido posible sin el apoyo de mi familia, mi madre Gloria Caballero, mi padre Manuel Gómez, mi tío Benito, mi tía Toña, y mis hermanos Manuel y Franklin.

A mí querida madre, Gloria Caballero, sin su apoyo incondicional no hubiese sido posible alcanzar esta meta, siempre a mi lado en las buenas y en las malas y pendiente en todo momento de que me mantuviese por el buen camino y que no perdiese de vista lo que era realmente importante, mis estudios.

Al resto de mi familia, mi papá, José Manuel Gómez, que siempre confió en que yo era capaz de culminar con éxito la Universidad y que en los momentos difíciles se encargaba de recordármelo, mi tío Benito, un segundo padre para mí, que con su gran apoyo a lo largo de todos estos años permitió que se dieran las condiciones para llegar a donde me encuentro actualmente, mi tía Toña, siempre dispuesta a apoyarme en cualquier situación sea cual sea, Franklin, mi hermano menor y futuro ingeniero también, por su apoyo y paciencia, y a mi hermano mayor Manuel, quien ha sido un gran compañero y con sus consejos y apoyo me ayudó en el logro de este objetivo.

A mis compañeros de la Universidad, Katherine, Debbie, Maria Eugenia, Gustavo, Joao, Carlos Silva, y a mi gran pana Balmore.

Al pana Raul Sancan, que durante todo este tiempo ha sido un gran amigo, en las buenas y en las malas, y con el cual he compartido muy gratos momentos.

A la Universidad Central de Venezuela, de la cual me siento orgulloso de haber cursado estudio en sus aulas, y donde hice grandes amistades.

A María Auxiliadora, gracias por el gran apoyo y por ser como eres.

Al profesor Franklin Martínez, de quien he aprendido mucho, y quien fue parte esencial en el desarrollo de este trabajo de investigación con su oportuno apoyo.

A mis compañeros y amigos del CENDIT, Julio, Otoniel, Yaremi, Diana, Víctor, Karina, Zolandia, Abraham, Javier, Moy y Edgar, gracias a los cuales se hizo mas llevadero el duro pero gratificante proceso de elaboración de esta tesis y especialmente a Doriam Aguilar, quien me brindo un gran apoyo en los momentos difíciles, y no puede faltar el pana Daniel Lemoine con quien compartí de comienzo a fin todo este proceso de realización de la tesis, que ya llevo a buen termino.

Gomez C., Jhon A.

DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR ORTO-MODAL PARA BANDA C DE MICROONDAS

Prof. Guía: Lic., MsC Franklin Martínez. Tutor Industrial: Ing. Ching Moy. Tesis. Caracas. U.C.V. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica. Ingeniero Electricista. Opción: Comunicaciones. Institución: CENDIT. 2009. 98h.

Palabras Claves: Transductor ortomodal; Polarización del campo eléctrico; Unión de guías de ondas; Septum; Transiciones de guías de ondas; Parámetros de dispersión; Modos de propagación.

Resumen. El presente trabajo plantea el diseño de un transductor ortomodal (OMT) para el segmento de recepción de la banda C, este elemento forma parte de un sistema de telecomunicaciones satelitales y se encarga de separar dos señales que presentan polarizaciones ortogonales. La estructura del dispositivo está basada en guías de ondas, sin la inclusión de elementos no lineales, y el diseño se realizó por medio de simulaciones con un software especializado en aplicaciones electromagnéticas. El estudio de la topología seleccionada se realizó por etapas, en la primera de ellas se diseñó el bloque de discriminación de polarizaciones y en las etapas posteriores las secciones de transición de la etapa de discriminación hacia los puertos de conexión del sistema. Para el estudio de cada una de las etapas se realizaron variaciones de las dimensiones de los elementos que componen la estructura en forma secuencial, esto es con la finalidad de determinar su efecto en los parámetros de dispersión que caracterizan el sistema, y de esta manera ajustar la estructura a las especificaciones de funcionamiento requeridas. Se obtiene como resultado final el diseño de un transductor ortomodal que cumple con las especificaciones que son comparables al desempeño de estructuras del mismo tipo utilizadas comercialmente.

ÍNDICE GENERAL

CONSTANCIA DE APROBACIÓN.....	iii
DEDICATORIA	iv
AGRADECIMIENTOS	v
RESUMEN.....	vii
ÍNDICE GENERAL	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xi
ÍNDICE DE GRÁFICAS	xiii
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I.....	3
OBJETIVOS DE LA TESIS	3
1.1 Antecedentes del estudio	3
1.2 Justificación.....	5
1.3 Planteamiento del problema	5
1.4 Objetivo General	5
1.5 Objetivos Específicos	6
1.6 Metodología.....	6
CAPÍTULO II	8
PRELIMINARES.....	8
2.1 Sistemas de telecomunicaciones satelitales.....	8
2.2 Polarización	10
2.3 Guías de ondas.....	13

2.4 Modos de propagación	13
2.4.1 Modos TEM.....	15
2.4.2 Modos TE	16
2.4.3 Modos TM	16
2.5 Tipos de guías de ondas.....	19
2.5.1 Guías de ondas de sección transversal rectangular.....	19
2.5.2 Guías de ondas de sección transversal cuadrada	22
2.5.3 Guías de ondas de sección transversal circular.....	23
2.6 Selección de las bandas de guarda.....	26
2.7 Discontinuidades en las guías de ondas y los modos de orden superior	27
2.8 Transiciones de guías de ondas	29
2.9 Análisis modal.....	31
2.10 OMT	34
2.10.1 OMT de banda estrecha	35
2.10.1.1 Taper/Branching OMT	36
2.10.2 OMT de banda ancha.....	38
2.10.2.1 OMT con unión Turnstile	39
CAPÍTULO III.....	42
DISEÑO DEL OMT	42
3.1 Consideraciones de diseño	42
3.2 Selección de la topología.....	42
3.3 Procedimiento de diseño	43
3.3.1 Unión de guías de ondas	45
3.3.2 Transiciones de guías de ondas.....	73

3.3.2.1 Transición de sección circular a cuadrada	73
3.3.2.2 Transición de sección rectangular a rectangular.....	84
3.4 Resultados del montaje final	86
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	97
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	99
BIBLIOGRAFÍA	101

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Unión Turnstile.....	4
Figura 2: Estructura de un enlace satelital	8
Figura 3: Sistema de recepción de un enlace satelital.....	9
Figura 4: Polarización lineal	11
Figura 5: Polarización elíptica	12
Figura 6: Polarización circular	12
Figura 7: Sección transversal y eje longitudinal de una guía de ondas.....	14
Figura 8: Banda de operación de una guía de ondas.....	18
Figura 9: Guías de ondas de diferentes secciones.....	19
Figura 10: Sección transversal de la guía rectangular con sus dimensiones.....	20
Figura 11: Frecuencia de corte de los modos en la guía rectangular	22
Figura 12: Ejemplos de algunos modos de propagación en la guía rectangular	22
Figura 13: Frecuencia de corte de los modos en la guía cuadrada.....	23
Figura 14: Sección transversal de la guía circular con sus dimensiones	24
Figura 15: Modos de propagación en la guía circular.....	25
Figura 16: Frecuencia de corte de los modos en la guía circular	25
Figura 17: Guía con discontinuidad simétrica en un eje.....	28
Figura 18: Guía con discontinuidad asimétrica en un eje	28
Figura 19: Guía con discontinuidad simétrica en dos ejes.....	29
Figura 20: Guía con discontinuidad asimétrica en dos ejes	29
Figura 21: Transición de guías de ondas continua.....	30
Figura 22: Transición de guías de ondas escalonada	30
Figura 23: Corte transversal de una guía rectangular con discontinuidades.....	32
Figura 24: Diagrama de bloques de un OMT.....	34
Figura 25: Taper/Branching OMT	36

Figura 26: OMT con septum.....	38
Figura 27: Unión tipo T	39
Figura 28: Unión turnstile.....	40
Figura 29: OMT turnstile completo	41
Figura 30: Antena con alimentador del tipo foco centrado.....	43
Figura 31: Topología Septum/Branching.....	44
Figura 32: Unión de guía de ondas	45
Figura 33: Dimensiones de la guías de ondas de la unión	47
Figura 34: Longitudes definidas en la unión de guías de ondas	48
Figura 35: Septum con variaciones para la reducción de las reflexiones	61
Figura 36: Unión de guías de ondas con dos septum.....	67
Figura 37: Sección transversal de los pasos de la transición circular - cuadrada	74
Figura 38: Transición circular – cuadrado con un solo paso	75
Figura 39: Transición circular – cuadrado completa.....	77
Figura 40: Elementos de la transición cuadrado-rectangular	79
Figura 41: Transición de cuadrado a rectangular con un paso.....	80
Figura 42: Transición completa de cuadrado a rectangular	82
Figura 43: Transición de rectangular a rectangular completa.....	85
Figura 44: OMT completo	87
Figura 45: Dimensiones de la transición circular a rectangular	88
Figura 46: Longitud de los pasos de la transición de circular a cuadrado	88
Figura 47: Dimensiones de los elementos de la transición de cuadrado a rectangular.....	89
Figura 48: Vista lateral de la transición de cuadrado a rectangular	89
Figura 49: Dimensiones de la transición de rectangular a rectangular	90
Figura 50: Dimensiones de los pasos de la transición de rectangular a rectangular ...	90

ÍNDICE DE GRÁFICAS

Gráfica 1: Parámetros S para el modo TE_{10}	50
Gráfica 2: Parámetros S para el modo TE_{01}	51
Gráfica 3: Cambios en S_{11} variando $L_{\max\text{septum}}$ (TE_{10})	53
Gráfica 4: Cambios en S_{21} variando $L_{\max\text{septum}}$ (TE_{10})	54
Gráfica 5: Cambios en S_{11} variando $L_{\min\text{septum}}$ (TE_{10})	55
Gráfica 6: Cambios en S_{21} variando $L_{\min\text{septum}}$ (TE_{10})	56
Gráfica 7: Cambios en S_{11} variando $L_{\min\text{septum}}$ (TE_{01})	57
Gráfica 8: Variaciones de S_{11} (Modo TE_{10}) en función de $L_{\min\text{axial}}$	58
Gráfica 9: S_{21} (Modo TE_{10}) con variaciones en $L_{\max\text{axial}}$	59
Gráfica 10: S_{11} (Modo TE_{01}) variando $L_{\max\text{lateral}}$	60
Gráfica 11: S_{11} y S_{21} en función de $L_{\min\text{septum}}$ para $L_m = -4\text{mm}$ (TE_{10})	63
Gráfica 12: S_{11} y S_{31} en función de $L_{\min\text{septum}}$ para $L_m = -4\text{mm}$ (TE_{01})	64
Gráfica 13: S_{11} y S_{21} en función de $L_{\min\text{septum}}$ para $L_m = 4\text{mm}$ (TE_{10})	65
Gráfica 14: S_{11} y S_{31} en función de $L_{\min\text{septum}}$ para $L_m = 4\text{mm}$ (TE_{01})	66
Gráfica 15: S_{11} variando L_{m2} con $L_{\max\text{septum}2}=40\text{mm}$ (TE_{10})	69
Gráfica 16: S_{11} variando L_{m2} con $L_{\max\text{septum}2}=45\text{mm}$ (TE_{10})	70
Gráfica 17: S_{11} variando L_{m2} con $L_{\max\text{septum}2}=50\text{mm}$ (TE_{10})	71
Gráfica 18: S_{11} y S_{31} variando L_{m2} con $L_{\max\text{septum}2}=40\text{mm}$ (TE_{01})	72
Gráfica 19: S_{11} de la transición circular – cuadrado con un solo paso	76
Gráfica 20: S_{21} de la transición circular – cuadrado con un solo paso	76
Gráfica 21: S_{11} para la transición circular – cuadrado con dos pasos	78
Gráfica 22: S_{21} para la transición circular – cuadrado con dos pasos	79
Gráfica 23: S_{11} de la transición cuadrado – rectangular con un solo paso	81
Gráfica 24: S_{21} de la transición cuadrado – rectangular con un solo paso	81
Gráfica 25: Coeficiente de reflexión de la transición de cuadrado a rectangular	83

Gráfica 26: Coeficiente de transmisión de la transición de cuadrado a rectangular ...	84
Gráfica 27: S_{11} de la transición de rectangular a rectangular	85
Gráfica 28: S_{21} de la transición de rectangular a rectangular	86
Gráfica 29: Coeficiente de reflexión del OMT para el modo TE_{10}	91
Gráfica 30: Coeficiente de reflexión del OMT para el modo TE_{01}	92
Gráfica 31: Coeficiente de transmisión del OMT para el modo TE_{10}	93
Gráfica 32: Parámetro S_{21} del OMT para el modo TE_{01}	94
Gráfica 33: Parámetro S_{31} del OMT para el modo TE_{10}	95
Gráfica 34: Coeficiente de transmisión del OMT para el modo TE_{01}	96

INTRODUCCIÓN

En la actualidad existe la necesidad en todos los sectores de la sociedad de contar con canales de comunicación permanentes y confiables que garanticen la comunicación a nivel global, por ello existen una gran cantidad de sistemas de telecomunicaciones que prestan una gran variedad de servicios tales como la telefonía fija, telefonía celular, los sistemas de televisión, los servicios de internet, entre muchos otros.

Enmarcado en el plan de apropiación de la tecnología de esta clase de sistema que actualmente se plantea en el país, en el Centro Nacional de Desarrollo e Investigación (CENDIT) se desarrollan proyectos en el área de los sistemas de telecomunicación satelitales, para construir los elementos necesarios para el despliegue de esta tecnología. Uno de estos proyectos es el diseño de un transductor ortomodal para banda C, dispositivo que permite ampliar la capacidad del sistema, optimizando el ancho de banda disponible.

El objetivo principal de este trabajo de investigación es precisamente el diseño de un transductor ortomodal para el enlace de recepción de un sistema satelital. Para llevar a cabo el estudio de este dispositivo, la estructura de este trabajo de investigación consta de 3 capítulos. El capítulo I describe los objetivos del proyecto desarrollado, la justificación y los requisitos que debe cumplir la estructura estudiada. El capítulo II presenta una revisión de los elementos teóricos necesarios para comprender el funcionamiento del transductor ortomodal (OMT), que van desde la teoría básica de las guías de ondas, hasta en análisis de las diferentes topologías con las que se puede implementar esta clase de dispositivos. El capítulo III describe en forma detallada el procedimiento de diseño que conduce a la estructura final del OMT, y en él se presentan los resultados tanto de las etapas intermedias de diseño

como del dispositivo completo, finalizando con una sección de conclusiones y recomendaciones.

CAPÍTULO I

OBJETIVOS DE LA TESIS

1.1 Antecedentes del estudio

Los sistemas de recepción para radioastronomía y otras aplicaciones que requieren sistemas de bajo ruido, precisan de un alto rendimiento en la discriminación de las componentes de polarización. Los transductores ortomodales (OMT) asimétricos se han usado comúnmente para diplexación de polarización de microondas. El desempeño de estas estructuras está limitado en la práctica a fracción del ancho de banda de 10 a 20%. Los OMT simétricos permiten el uso de una fracción del ancho de banda del 40% a través del control de la excitación de modos de orden superior en la estructura.

La unión turnstile [1] (figura 1) desarrollada en el Laboratorio de Radiación del MIT durante la segunda guerra mundial por R. Dicke es una candidata natural para aplicaciones de banda ancha como resultado de su simetría cuádruple. Un resumen de aplicaciones turnstile en guías rectangulares fue hecho por Meyer and Goldberg (1955). Gehin y Tourneur (1986) describe una unión OMT turnstile rígida de banda ancha.

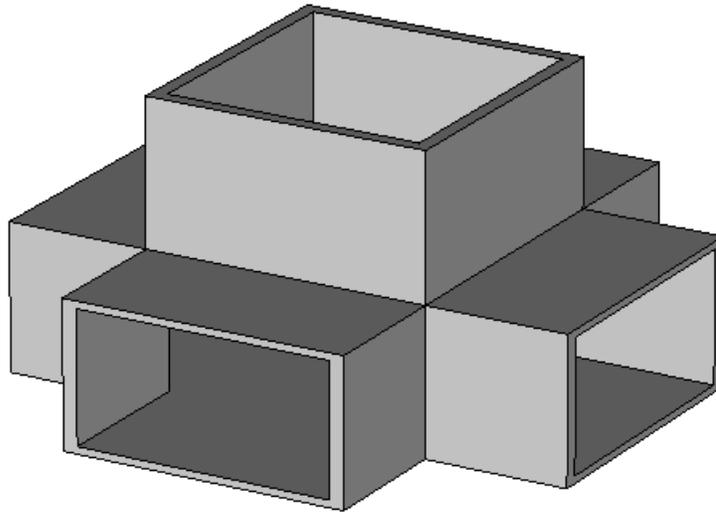


Figura 1: Unión Turnstile

La simetría de la unión Boifot ortomodo introducida en 1990 permite un buen desempeño de banda ancha. Esta unión se puede ver como una variante de la unión turnstile.

Las investigaciones que se han realizado sobre esta clase de dispositivos han estado dirigidas en gran parte al área de la astronomía donde los equipos operan en bandas de frecuencias del orden de los cientos de gigahertz aunque también operan en bandas inferiores, y muchos de ellos funcionan con sistemas criogénicos para poder mejorar su comportamiento.

El estudio de este componente es primera vez que se lleva a cabo en esta institución por lo tanto no se cuenta con una investigación previa del tema en específico.

1.2 Justificación

Los equipos de telecomunicaciones utilizados en enlaces satelitales por lo general son muy costosos, por lo tanto el despliegue de estos sistemas requiere de sumas considerables de dinero, además, en muchos casos estos elementos son traídos del exterior al momento de requerirlos lo que produce demoras en la instalación de los sistemas, por esa razón el hecho de poder fabricarlos aquí en el país y con tecnología propia implicaría una reducción considerable en los costos y en el tiempo de instalación, además esto permitiría incrementar el uso de los mismos.

1.3 Planteamiento del problema

El Centro Nacional de Desarrollo e Investigación en Telecomunicaciones (CENDIT), desarrolla un gran número de proyectos con personal y tecnología propia de nuestro país. Dentro de estos proyectos se encuentra el desarrollar los componentes que se requieren para poder establecer un enlace satelital, uno de los elementos dentro de esta cadena es el transductor orto – modal, componente fundamental en el funcionamiento de estos sistemas, de ahí surge la necesidad de hacer el estudio y el diseño de uno que se adapte a las características específicas que se requieren, con la idea de que en un futuro pueda ser construido por personal venezolano.

1.4 Objetivo General

Diseñar un transductor orto-modal para banda C de microondas

1.5 Objetivos Específicos

- Analizar distintas configuraciones del transductor orto-modal y seleccionar la que mejor se adapte a las necesidades
- Determinar un modelo matemático del sistema.
- Proponer un diseño que conlleve a la simulación del funcionamiento del transductor, este diseño debe tener como parámetros de funcionamiento el aislamiento entre puertos, las pérdidas por inserción, y conectores de guías de ondas que cumplan con las especificaciones de dispositivos que se usan comercialmente.

1.6 Metodología

Fase I.

Estudio Documental: Recolección de todo el material bibliográfico pertinente para poder comprender ampliamente los principios físicos que rigen el funcionamiento del transductor a diseñar, documentos sobre investigaciones previas de dispositivos similares, manuales del software utilizado.

Fase II.

Estudio y análisis de las diversas configuraciones del transductor: Análisis de diversas configuraciones del transductor ortomodal de manera de conocer las ventajas y desventajas de cada una de ellas y selección de la que mejor se ajusta a los requisitos de diseño.

Fase III.

Simulación del transductor: Diseño de las etapas del OMT, mediante el uso del paquete de simulación especializado en aplicaciones electromagnéticas CST STUDIO SUITE™.

Fase IV.

Elaboración del informe final: Una vez realizados todos los estudios pertinentes y cumplidos todos los objetivos se procedió a realizar el informe final

CAPÍTULO II

PRELIMINARES

2.1 Sistemas de telecomunicaciones satelitales

Un sistema de telecomunicaciones satelital, es un sistema repetidor que interconecta estaciones que se encuentran en tierra y debido a su estructura permite tener una gran área de cobertura y hace posible interconectar zonas que se encuentran geográficamente muy distantes. Tanto en el extremo del satélite como en las estaciones terrenas se encuentran sistemas de transmisión y recepción que son los encargados de establecer la comunicación en ambas direcciones. La estructura general de estos sistemas se indica en la figura 2.



Figura 2: Estructura de un enlace satelital

Un esquema típico de un sistema de recepción se observa en la figura 3. En el sistema se puede identificar como primera etapa a la antena que capta la energía proveniente del satélite, esta antena consta de un reflector parabólico, el cual se

encarga de concentrar la energía en un punto donde es recogida por un alimentador o bocina. La bocina tiene como función adaptar la señal a la estructura de enrutamiento de guías de ondas, alimentando a los equipos electrónicos que procesan la información de radiofrecuencia que se recibe y la trasladan a una frecuencia intermedia para su posterior procesamiento.

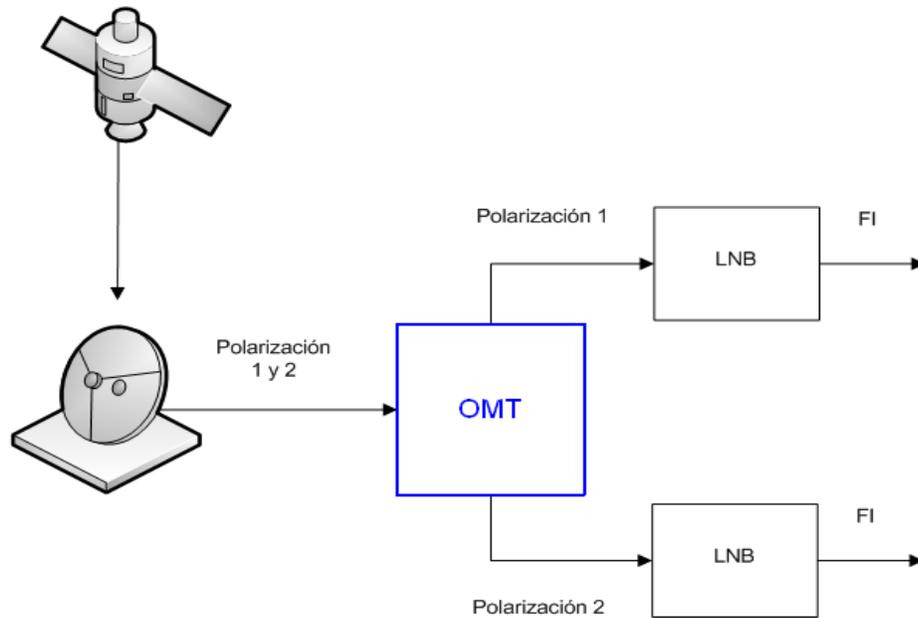


Figura 3: Sistema de recepción de un enlace satelital

Debido al aumento en la demanda de los sistemas de comunicaciones, y la necesidad de optimizar el uso del espectro radioeléctrico, se deben usar técnicas de manipulación de la información que permitan canalizar más información dentro del mismo ancho de banda, una forma de lograr esto es discriminar las señales que se transmiten entre los sistemas de antenas por medio de su polarización. En este tipo de soluciones se crean canales de información que operan dentro de la misma banda de frecuencias simultáneamente pero donde cada uno presenta una polarización diferente del campo eléctrico de la onda que se transmite, de forma tal que el sistema de recepción pueda discriminar los diferentes canales y separarlos adecuadamente manteniendo la integridad de la información. Esta técnica se puede llevar a cabo usando múltiples antenas donde cada una maneja una polarización, pero esto implica

mayor cantidad de elementos, lo que encarece el despliegue definitivo de los sistemas. Otro enfoque es por medio de una sola antena que sea capaz de manejar las diferentes polarizaciones conjuntamente con un dispositivo que se encargue de la separación de las señales, este elemento del sistema es el objetivo de este proyecto, y se conoce como transductor orto-modal (OMT), este dispositivo se encarga de separar dos señales que presentan polarizaciones ortogonales entre sí. En este trabajo de investigación se diseña un OMT para recepción que opera en banda C y su rango de operación es de 3.7Ghz a 4.2Ghz.

2.2 Polarización

La polarización indica la forma en que varía el vector del campo eléctrico (\vec{E}) en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo. En la ecuación (1) se muestra la expresión del campo eléctrico en un sistema de coordenadas x-y [2].

$$\vec{E} = Re\{(\mathbf{E}_x\vec{e}_x + \mathbf{E}_y\vec{e}_y)e^{j\omega t}\} \quad (1)$$

Las expresiones de \mathbf{E}_x y \mathbf{E}_y son expresiones en el dominio complejo que se pueden escribir como se indica en (2) y (3) respectivamente. [3]

$$\mathbf{E}_x = |\mathbf{E}_x|e^{j\phi_x} \quad (2)$$

$$\mathbf{E}_y = |\mathbf{E}_y|e^{j\phi_y} \quad (3)$$

Sin pérdida de generalidad, se puede tomar la fase de la componente “x” del campo, $\phi_x = 0$ y así, la fase de la componente “y” se puede ver como la diferencia de fase entre las dos componentes

Realizando una manipulación algebraica de esta expresión, el vector de campo eléctrico se puede expresar como se indica en la ecuación (4)

$$\mathbf{E} = |\mathbf{E}_x| \cos(\omega t) \vec{e}_x + |\mathbf{E}_y| \cos(\omega t + \phi_y) \vec{e}_y \quad (4)$$

Analizando la ecuación (4), se puede ver que para ciertos valores de la fase ϕ_y , el vector de campo eléctrico presenta variaciones particulares.

Para $\phi_y = 0$, la expresión del campo será como se ve en (5)

$$\mathbf{E} = \cos(\omega t) (|\mathbf{E}_x| \vec{e}_x + |\mathbf{E}_y| \vec{e}_y) \quad (5)$$

Esta expresión representa un vector constante, multiplicado por una función sinusoidal (se debe recordar que en la polarización las variaciones solo se ven en función del tiempo), por lo tanto el vector de campo varía de la forma que se indica en la figura 4. Este tipo de polarización se conoce como polarización lineal debido a la forma que describe el vector de campo eléctrico.

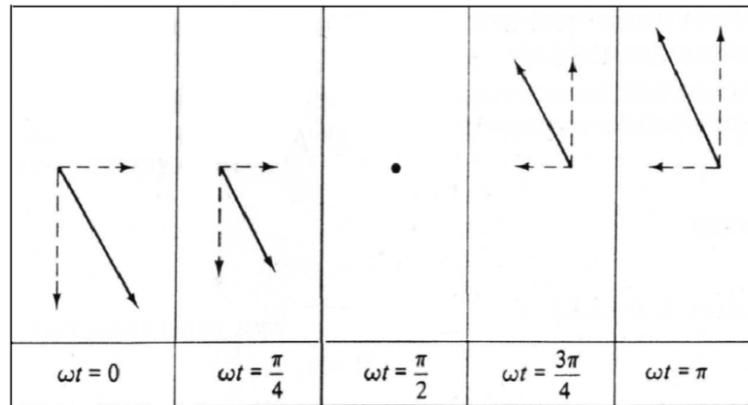


Figura 4: Polarización lineal

Cuando $\phi_y = \frac{\pi}{2}$, el campo eléctrico tiene la expresión (6)

$$\mathbf{E} = |\mathbf{E}_x| \cos(\omega t) \vec{e}_x - |\mathbf{E}_y| \sin(\omega t) \vec{e}_y \quad (6)$$

Esta expresión representa una elipse con semiejes $|E_x|$ y $|E_y|$, por lo tanto a este tipo de polarización se le conoce como polarización elíptica como se ilustra en la figura 5.

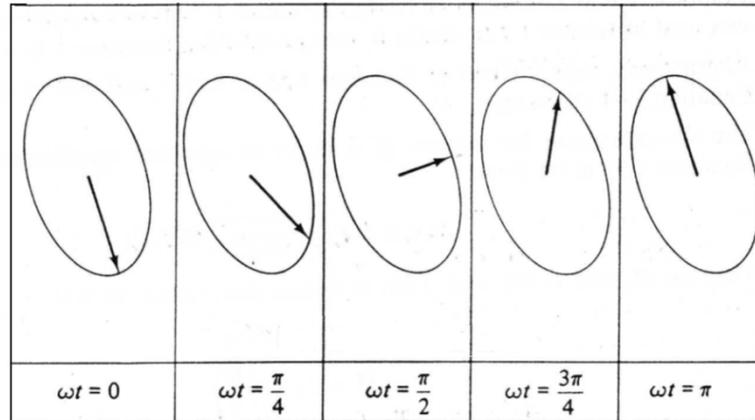


Figura 5: Polarización elíptica

Si también se cumple que $|E_x| = |E_y|$, la expresión (6) se convierte en la ecuación de una circunferencia, y de ahí que a esta polarización se le denomine polarización circular (figura 6).

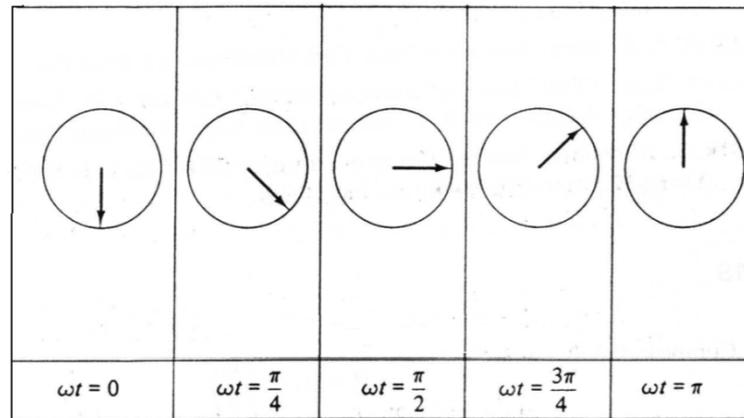


Figura 6: Polarización circular

En los dos últimos casos, el vector de campo eléctrico gira en sentido antihorario, la inversión del sentido de giro se puede lograr si se toma $\phi_y = -\frac{\pi}{2}$

2.3 Guías de ondas

Los campos electromagnéticos se pueden propagar de diversas formas, ya sea por el espacio libre o en medios confinados a través de conductores agrupados en ciertas configuraciones, estas configuraciones de conductores se conocen como líneas de transmisión. Las más conocidas son la línea bifilar, el cable coaxial, la fibra óptica, las líneas microstrip y las guías de ondas entre muchas otras. El nombre de guía de ondas se le da específicamente a una estructura formada por un conductor hueco en cuyo interior las ondas electromagnéticas se propagan a lo largo de la guía y están confinadas por la frontera del conductor. Este confinamiento de los campos en el interior de la estructura evita las pérdidas por radiación a diferencia de los sistemas abiertos, y dependiendo de su uso, el interior de la estructura puede estar vacío o relleno por un dieléctrico. [4]

2.4 Modos de propagación

Existe una forma de expresar los campos electromagnéticos la cual se basa en separar dichos campos en componentes transversales y longitudinales, modificando también en forma acorde las ecuaciones de campo. Esto tiene la ventaja de convertir las ecuaciones vectoriales en otras ecuaciones escalares equivalentes, y por otro lado ayuda a comprender mejor ciertos fenómenos de propagación como la existencia de frecuencias de corte. [5]

Si el medio es lineal se puede aplicar superposición y el campo total en una región puede considerarse como la suma de soluciones características o “modos”. Para que la solución sea completa tales modos deben ser ortogonales y por tanto linealmente independientes.

Dada una cierta dirección de referencia en el espacio (por ejemplo la dirección de propagación de una onda), el campo total se puede expresar como se muestra en las ecuaciones (7) y (8)

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum \vec{E}^{TEM}(x, y, z) + \sum \vec{E}^{TE}(x, y, z) + \sum \vec{E}^{TM}(x, y, z) \quad (7)$$

$$\vec{H}(x, y, z) = \sum \vec{H}^{TEM}(x, y, z) + \sum \vec{H}^{TE}(x, y, z) + \sum \vec{H}^{TM}(x, y, z) \quad (8)$$

En la figura 7 se muestra, la sección transversal y el eje longitudinal de una guía de ondas en las que se encuentran contenidas las componentes respectivas de los campos.

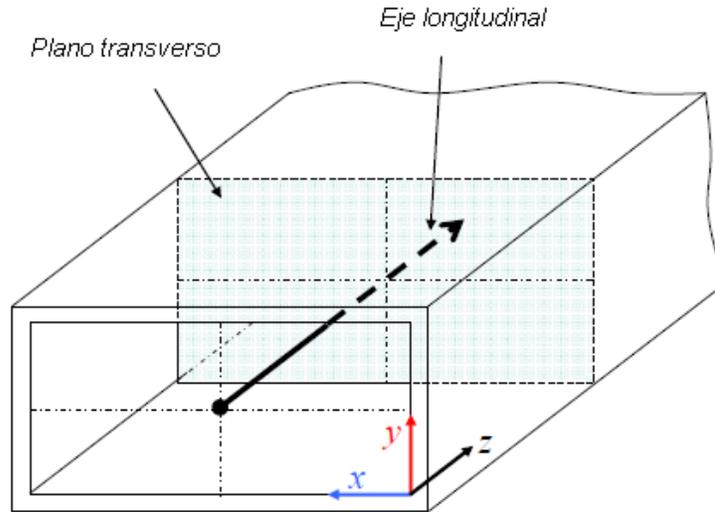


Figura 7: Sección transversal y eje longitudinal de una guía de ondas

Esta separación permite, por medio de una manipulación algebraica de las ecuaciones de Maxwell, obtener las componentes transversales en términos de las componentes longitudinales, donde esta componente longitudinal se obtiene resolviendo una ecuación diferencial escalar, con las condiciones de frontera apropiadas. Este método es general siempre y cuando el sistema sea axial.

Existe un número infinito de modos de propagación y cada uno de ellos se empieza a propagar a partir de un determinado valor de frecuencia, conocido como frecuencia de corte, por debajo de este valor el modo no se propaga, en este caso, donde el modo opera por debajo de su frecuencia de corte, este es denominado modo evanescente. El modo que presenta la menor frecuencia de corte se conoce como modo fundamental. Los modos que se generan posteriores al fundamental se denominan modos de orden superior. También se puede dar el caso en el que varios modos tengan la misma frecuencia de corte, a los modos con esta característica se les denomina modos degenerados. [5] y [6]

A continuación se explica la clasificación de los modos de propagación, y se definen las expresiones matemáticas que los representan.

2.4.1 Modos TEM

En este tipo de modos el campo eléctrico y el magnético no presentan componente de campo en la dirección de propagación de la energía. Para estos modos se debe resolver la ecuación de Laplace (Ecuación (9)) bajo las condiciones de frontera apropiadas. En el caso de las guías de ondas, estos modos no se generan ya que estos requieren la existencia de un gradiente de potencial transversal. [4, p 264], lo cual no se cumple en las guías de ondas por que estas están formadas por una sola frontera conductora.

$$\nabla^2\phi = 0 \quad (9)$$

$$\vec{E} = -\nabla\phi \quad (10)$$

2.4.2 Modos *TE*

Para estos modos el campo eléctrico no presenta componente en la dirección de propagación de la energía, por lo tanto el campo eléctrico total del modo está contenido en un plano perpendicular a la dirección de propagación. El campo magnético presenta tanto la componente transversal como la longitudinal. A estos modos también se les conoce como modos H. La ecuación (11) muestra la ecuación diferencial que se debe resolver para obtener la componente longitudinal de los modos *TE*, y las ecuaciones (12) y (13) las expresiones que permiten obtener los campos transversales

$$\nabla_t^2 H_z + k_c^2 H_z = 0 \quad (11)$$

$$\vec{H}_t = -\frac{\gamma}{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon} \nabla_t H_z \quad (12)$$

$$\vec{E}_t = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \vec{H}_t \times \hat{e}_z \quad (13)$$

$$k_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon \quad (14)$$

γ = Constante de propagación del modo

k_c = Número de onda.

ω = Frecuencia angular de operación

2.4.3 Modos *TM*

En este caso el campo magnético no presenta componente en la dirección de propagación de la energía. Para estos modos es el campo eléctrico el que presenta las componentes longitudinal y transversal. Los modos *TM* también se conocen como modos E. Para obtener la componente longitudinal del campo eléctrico se debe

resolver la ecuación (15) con las condiciones de frontera adecuadas, y por medio de las ecuaciones (16) y (17) se obtienen los campos transversos.

$$\nabla_t^2 E_z + k_c^2 E_z = 0 \quad (15)$$

$$\vec{E}_t = -\frac{\gamma}{\gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon} \nabla_t E_z \quad (16)$$

$$\vec{H}_t = \frac{j\omega\epsilon}{\gamma} \hat{e}_z \times \vec{E}_t \quad (17)$$

Cuando se trabaja con guías de ondas generalmente se permite la propagación de un solo modo, debido a que cada modo tiene condiciones de propagación diferentes, es decir, diferentes niveles de atenuación o distintas velocidades de propagación lo que genera efectos perjudiciales en la señal que se transmite, tal como la dispersión de la señal. La dispersión ocurre porque las distintas componentes en frecuencia de la información viajan a diferentes velocidades y por lo tanto llegan en instantes diferentes al receptor, alterando en forma sustancial la información original. Por eso es que se prefiere en la mayoría de los casos, la propagación de un solo modo. Como ya se había mencionado anteriormente, el único modo que se puede propagar en forma independiente es el modo fundamental, por lo tanto se debe dimensionar la guía de ondas de forma tal que esta opere en un rango de frecuencias superior a la frecuencia de corte del modo fundamental, pero inferior a la frecuencia de corte del primer modo de orden superior, este rango de operación se define como el ancho de banda de operación de la guía.

Si bien a partir de su frecuencia de corte se empiezan a propagar los modos, las constante de propagación de cada modo varia fuertemente cerca de este valor, por lo tanto el rango de operación de la guía debe tener una banda de guarda por encima de la frecuencia de corte del modo fundamental para evitar estas variaciones, ya que esto causa dispersión en la información que se transmite. De igual manera la

frecuencia superior de la banda de operación debe tener una banda de guarda por debajo de la frecuencia de corte del primer modo de orden superior, para garantizar que nunca se pueda propagar este modo. Estas bandas de guarda se definen en forma porcentual en función de la frecuencia de corte del modo fundamental. En la figura 8 se muestra una representación del ancho de banda con las consideraciones indicadas.

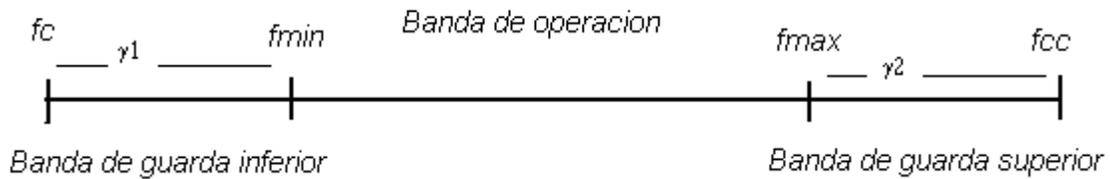


Figura 8: Banda de operación de una guía de ondas

f_c = Frecuencia de corte del modo fundamental

f_{cc} = Frecuencia de corte del primer modo de orden superior

f_{min} = Frecuencia mínima de la banda de operación

f_{max} = Frecuencia máxima de la banda de operación

γ_1 = Porcentaje de la banda de guarda inferior en función de f_c

γ_2 = Porcentaje de la banda de guarda superior en función de f_c

En forma general los porcentajes que deben tener estas bandas de guarda deben ser superiores al 10%, y se debe buscar que el porcentaje de la banda de guarda superior sea mayor que el de la banda inferior, ya que la banda superior es la que garantiza el rechazo de los modos de orden superior, siendo este un factor de suma importancia en el funcionamiento de la guía de ondas.

Las ecuaciones diferenciales (11) y (15) se deben resolver para obtener los modos que se propagan en las guías de ondas, y cada una de estas ecuaciones se resuelve con las condiciones de frontera apropiadas, que variaran dependiendo del tipo de sección transversal que tenga la guía, por lo tanto se debe hacer un estudio para cada una de las secciones de interés.

2.5 Tipos de guías de ondas

Las guías de ondas de acuerdo a la aplicación para la que se requieran pueden tener una determinada forma en su sección transversal, las más usadas son las de sección rectangular, circular y elíptica. En esta investigación, las clases de guías de ondas utilizadas fueron las de sección rectangular, cuadrada y circular.

En la figura 9, se observan ejemplos de diferentes guías de ondas:

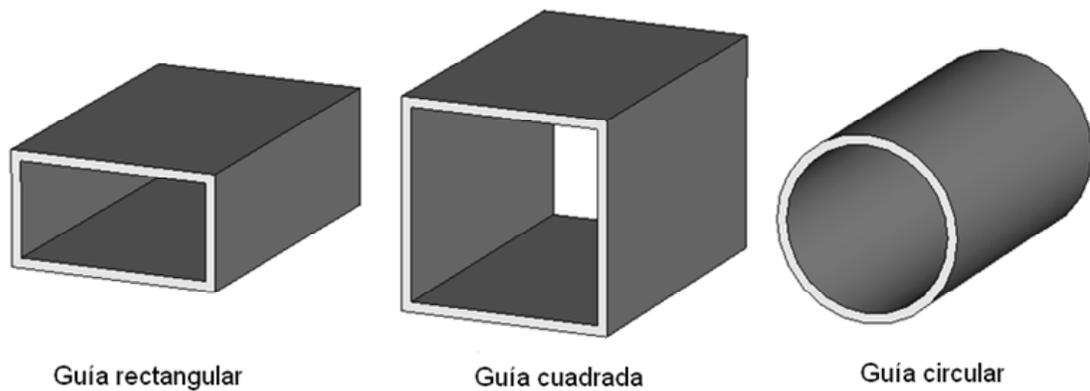


Figura 9: Guías de ondas de diferentes secciones

2.5.1 Guías de ondas de sección transversal rectangular

En la figura 10 se observa una guía rectangular y los parámetros que la caracterizan.

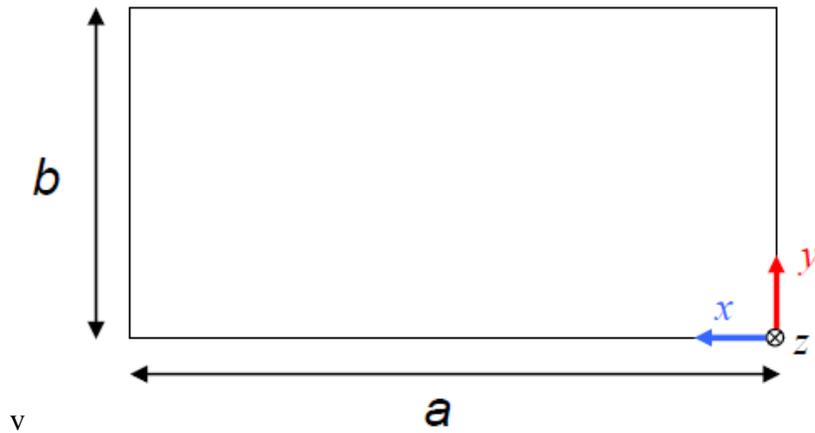


Figura 10: Sección transversal de la guía rectangular con sus dimensiones

Este tipo de guías se caracterizan en términos de la longitud de los dos lados de su sección transversal, y por lo general se define en términos operacionales una relación de proporción entre dichos lados donde $a = 2b$. Como la guía es una estructura formada por un material conductor, esto implica que el campo eléctrico tangente a sus paredes es nulo, y el campo magnético normal a éstas también, así que esto define las condiciones de frontera que se deben cumplir para obtener las componentes longitudinales en cada caso. Las ecuaciones (18) y (19) indican la componente longitudinal del campo para el caso TE y TM respectivamente.

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{b}y\right) \quad (18)$$

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{m\pi}{b}y\right) \quad (19)$$

Donde n y m son números enteros positivos incluyendo el cero.

Si bien las expresiones para los campos eléctricos y magnéticos son diferentes para los modos TE y TM , la expresión que determina la frecuencia de corte de ambos modos es igual, y está dada por la ecuación (20)

$$f_{c,nm} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{b}\right)^2} \quad (20)$$

Como se observa en las ecuaciones de las componentes transversas para los modos TE ((12) y (13)) y TM ((16) y (17)) [4, pp 279, 280], estas se obtienen a partir de las expresiones de la componente longitudinal, por lo tanto estas últimas no puede ser nulas o de valor constante, ya que esto hace que las componentes transversales de los campos sean nulas, por lo cual se restringen los posibles valores de n y m . En el caso de los modos TE (Ver ecuación (18)), n y m pueden tomar cualquier valor entero positivo incluyendo el cero, pero la única restricción es que n y m no pueden ser cero simultáneamente. Con los modos TM (Ecuación (19)), existe las restricción de que n y m no pueden ser cero en ningún caso, por lo tanto el primer modo será el TM_{11}

Tomando en cuenta la relación $a = 2b$, el modo fundamental para una guía rectangular será el TE_{10} , cuya frecuencia se indica en (21)

$$f_{cTE10} = \frac{c}{2a} \quad (21)$$

c = Velocidad de propagación de la onda en el medio

Para definir el ancho de banda de operación se debe determinar la frecuencia de corte del primer modo de orden superior, en este caso las frecuencias de corte de los modos TE_{20} y TE_{01} son las mismas y son los primeros modos de orden superior. En la figura 11 se presenta la distribución de las frecuencias de corte de los diferentes modos. Esta representación se encuentra normalizada con respecto a la frecuencia de corte del modo fundamental.

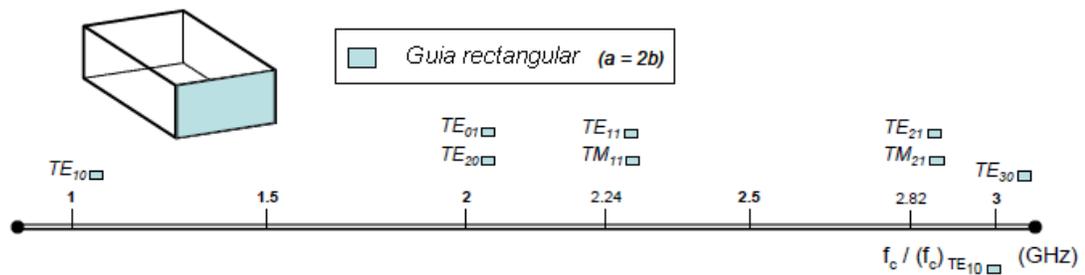


Figura 11: Frecuencia de corte de los modos en la guía rectangular [7]

En la figura 12 se muestra la distribución espacial del modo fundamental y del modo TE_{01} . En estos modos el subíndice n indica cuantos patrones de media onda están contenidos a lo ancho de la guía de ondas, en este caso, sobre el eje x , y el subíndice m indica la misma condición pero a lo largo del eje y .

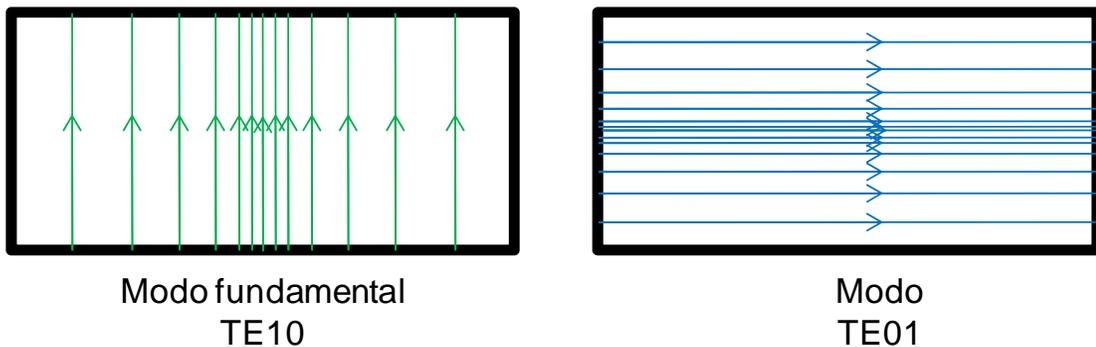


Figura 12: Ejemplos de algunos modos de propagación en la guía rectangular [4]

2.5.2 Guías de ondas de sección transversal cuadrada

Este tipo de guía es un caso particular de la guía de sección rectangular, por los tanto las expresiones que rigen su comportamiento son las mismas, pero debido a que la relación entre los lados es diferente, la frecuencia de corte de los modos cambia.

En este caso $a = b$, por lo tanto examinando la ecuación (20), los modos TE_{nm} presentan las mismas frecuencias que los modos TE_{mn} , y ocurre lo mismo con los modos TM . Aquí no se puede hablar de un modo fundamental, ya que los modos de menor frecuencia son degenerados, y son el TE_{10} y el TE_{01} . Esta característica es precisamente la razón por la cual se usa este tipo de guías en este trabajo de investigación cómo se verá más adelante cuando se explique el principio de funcionamiento del OMT.

La figura 13 permite observar cómo se distribuyen las frecuencias de corte de los diferentes modos en una guía de sección cuadrada.

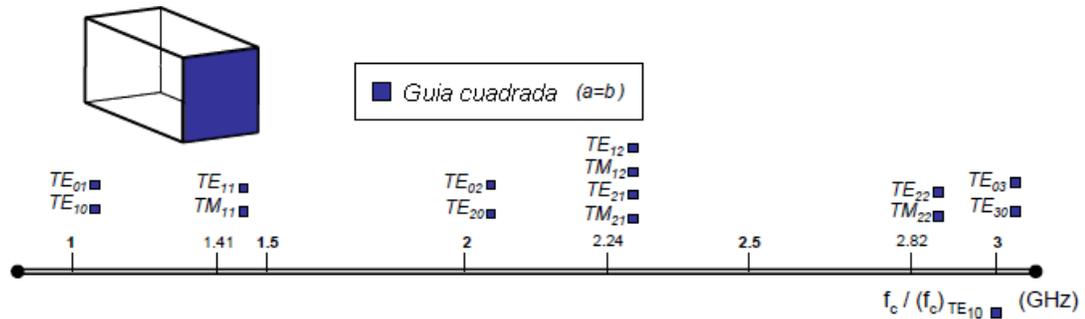


Figura 13: Frecuencia de corte de los modos en la guía cuadrada

Si se comparan las distribuciones de las frecuencias de los modos en la guía rectangular y la cuadrada, se puede observar el ancho de banda que posee cada una, si en ambos casos la frecuencia de corte del modo TE_{10} tiene el mismo valor. En este caso se aprecia como la guía de sección rectangular tiene un ancho de banda mucho mayor, ya que la frecuencia de corte del primer modo de orden superior es $2f_{cTE,10}$, mientras que en la guía cuadrada, el siguiente modo de orden superior es $1.41f_{cTE,10}$

2.5.3 Guías de ondas de sección transversal circular

Para estudiar este tipo de estructura se define un sistema de coordenadas con el origen en el centro de la guía de ondas como se observa en la figura 14.

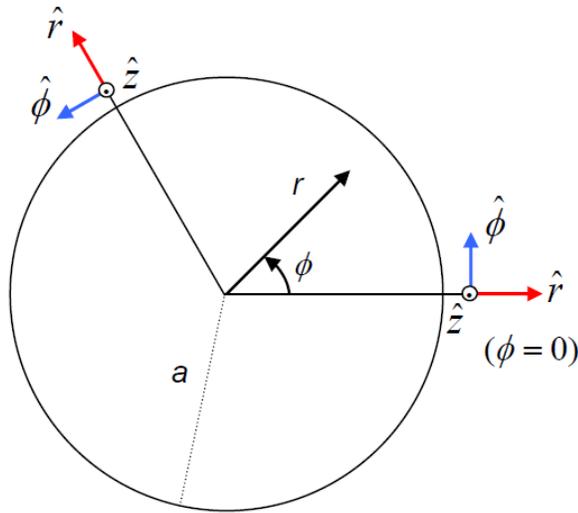


Figura 14: Sección transversal de la guía circular con sus dimensiones

En la misma forma como se resolvió el caso de la guía de sección rectangular, se deben resolver las ecuaciones diferenciales que determinan las componentes longitudinales del campo para los modos *TE* y *TM*. En las ecuaciones (22), (23), (24) y (25) se muestran las expresiones de las componentes longitudinales y las condiciones de frontera para cada una de ellas.

- Modo TE

$$Hz(r, \theta) = (B_1 \cos(n\theta) + B_2 \sin(n\theta))J_n(k_c r) \quad (22)$$

$$\left. \frac{\partial J_n(k_c r)}{\partial r} \right|_{r=a} = 0 \quad (23)$$

$J_n(k_c r)$ representa la función de Bessel de primera especie de orden n

- Modo TM

$$Ez(r, \theta) = (A_1 \cos(n\theta) + A_2 \sin(n\theta))J_n(k_c r) \quad (24)$$

$$J_n(k_c r) = 0 \quad (25)$$

En la figura 15 se observa la distribución espacial de algunos de los modos de la guía de ondas circular. En estas guías el significado de los subíndices es un poco diferente respecto a la guía rectangular, el primer subíndice, indica el número de patrones de onda completa alrededor de la guía. El segundo subíndice indica el número de patrones de media onda a largo del diámetro.

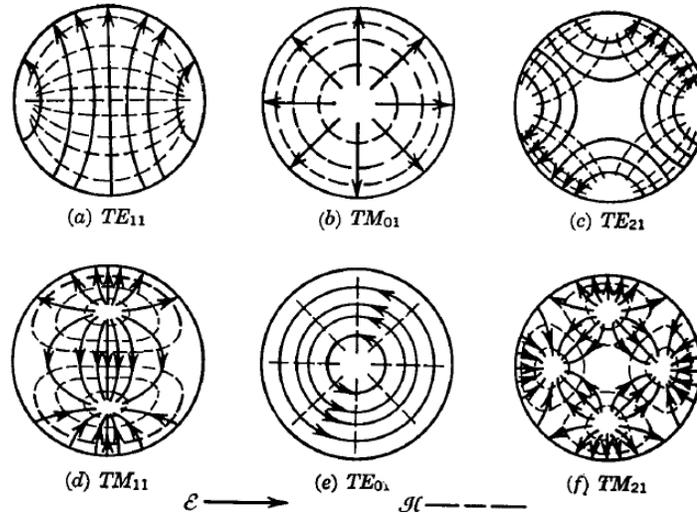


Figura 15: Modos de propagación en la guía circular

La figura 16 muestra la distribución de las frecuencias de corte de los modos en la guía circular. Se puede observar cómo el ancho de banda de esta guía es de $1.3f_{cTE_{10}}$, siendo menor que el de la guía de ondas de sección cuadrada.

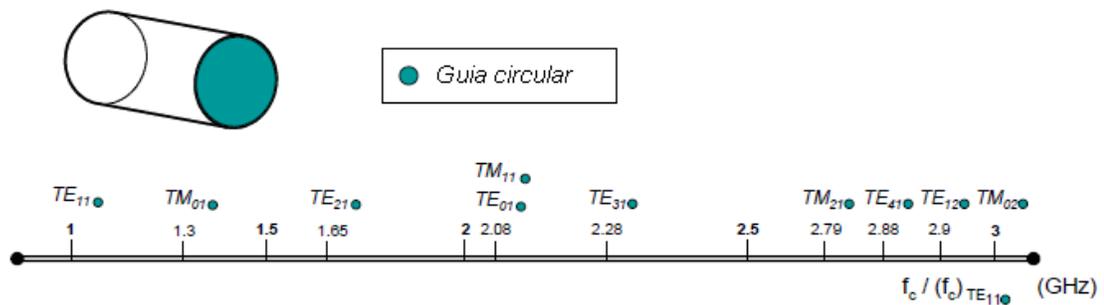


Figura 16: Frecuencia de corte de los modos en la guía circular

2.6 Selección de las bandas de guarda

Para determinar las bandas de guarda, se debe tomar en cuenta la relación entre la frecuencia de corte del modo fundamental, y la del primer modo de orden superior, dicha relación depende del tipo de guía de ondas que se esté analizando como se observa en las figuras 11, 13 y 16, también se deben considerar las frecuencias mínima y máxima de la banda de operación (figura 8). Tomando estas consideraciones se puede definir un procedimiento para determinar las dimensiones de las guías de ondas.

De acuerdo a lo que se observa en las figuras 8, 11, 13 y 16 existen ciertas relaciones que permiten obtener los porcentajes de las bandas de guarda, en términos de f_{max} , f_{min} , f_c y f_{cc} . Estas relaciones se observan en las ecuaciones que van desde la (26) a la (30).

$$\gamma_1 f_c = f_{min} - f_c \quad (26)$$

$$\gamma_2 f_c = f_{cc} - f_{max} \quad (27)$$

$$f_c = \frac{f_{min}}{1 + \gamma_1} \quad (28)$$

$$f_{cc} = \alpha f_c \quad (29)$$

$$\gamma_2 = \alpha - \frac{f_{max}}{f_{min}} (1 + \gamma_1) \quad (30)$$

α es la relación entre el modo fundamental, y el primer modo de orden superior

2.7 Discontinuidades en las guías de ondas y los modos de orden superior

Un dispositivo de microondas puede estar compuesto de muchas guías de ondas con diferentes secciones transversales interconectadas. La superficie donde las dos guías de ondas de diferente sección están conectadas es llamada discontinuidad. Desde un punto de vista electromagnético, la discontinuidad impone condiciones de frontera específicas, las cuales deben satisfacer los campos. Estas condiciones de frontera pueden no satisfacerse por los campos individuales de los modos dominantes de la guía, por lo tanto el campo alrededor de la discontinuidad requiere de la contribución de otras soluciones para satisfacer las condiciones de frontera, lo cual resulta en la excitación de modos de orden superior. [7]

Los siguientes ejemplos sirven para comprender cómo se generan los modos de orden superior debido a discontinuidades cuando son excitados por el modo TE_{10} . Para poder comprender estos ejemplos se requiere explicar dos conceptos sobre simetría de los campos electromagnéticos. Se dice que un modo tiene simetría PEW (Perfect electric walls) con respecto a un plano si el campo eléctrico es perpendicular a ese plano (Por lo tanto el campo magnético está contenido en dicho plano). De igual forma, un modo tiene simetría PMW (Perfect magnetis walls) respecto a un plano, si el campo magnético es perpendicular al este.

Si se observa la figura 17, la estructura presenta discontinuidad en el ancho de la guía (eje x) y posee simetría en los planos YZ y XZ, debido a esto el modo TE_{10} solo excitara modos TE_{n0} donde $n=1, 3, 5\dots$

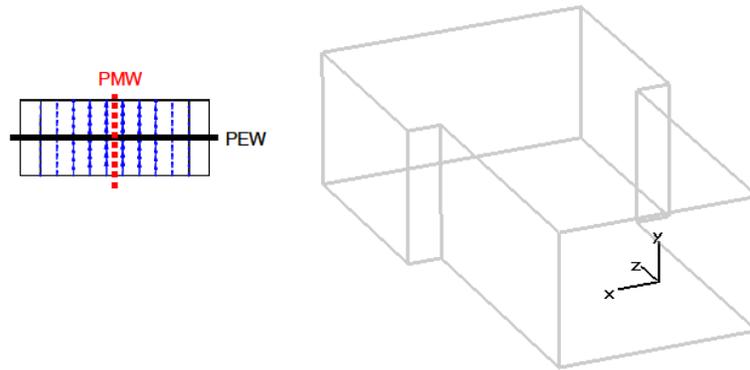


Figura 17: Guía con discontinuidad simétrica en un eje

La figura 18 solo tiene simetría en el plano XZ, así que los posible modos que se pueden excitar son los TE_{n0} con $n=1,2,3..$

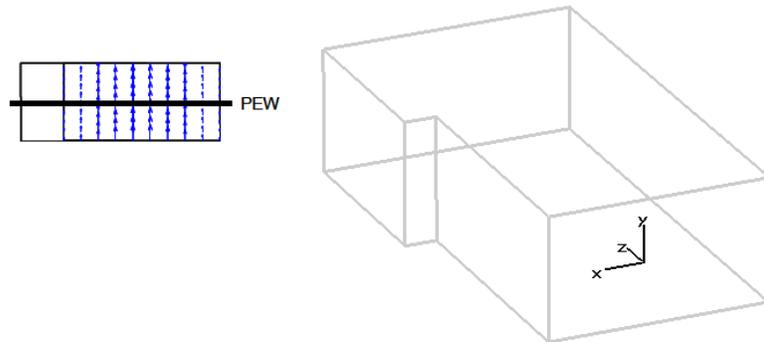


Figura 18: Guía con discontinuidad asimétrica en un eje

En ninguno de los casos existen variaciones en la altura de la guía, por lo tanto los modos de orden superior que se generan presentan las mismas variaciones de altura que el modo de excitación que en este caso es el TE_{10} .

En el caso de la figura 19, se observan cambios en las guías tanto en el ancho como en la altura y se mantienen dos planos de simetría, así que los modos que se excitaran serán los TE_{nm} , $n=1, 3, 5...; m=0, 2, 4... y TM_{nm}$, $n=1, 3, 5...; m=2, 4...$

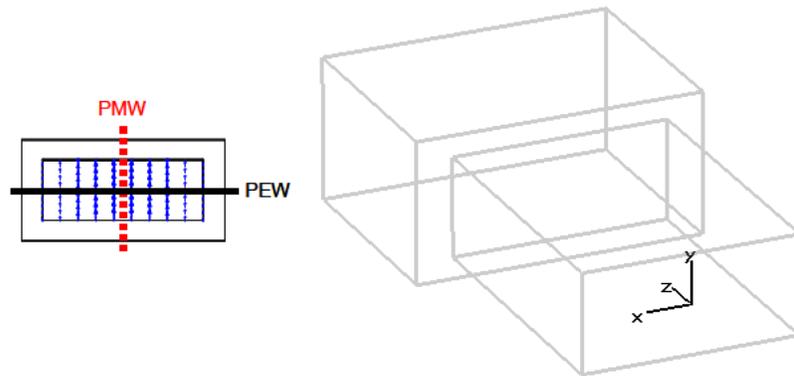


Figura 19: Guía con discontinuidad simétrica en dos ejes

La discontinuidad de la figura 20, no tiene ningún tipo de simetría por lo tanto en este caso se pueden excitar todos los modos TE_{nm} y TM_{nm} .

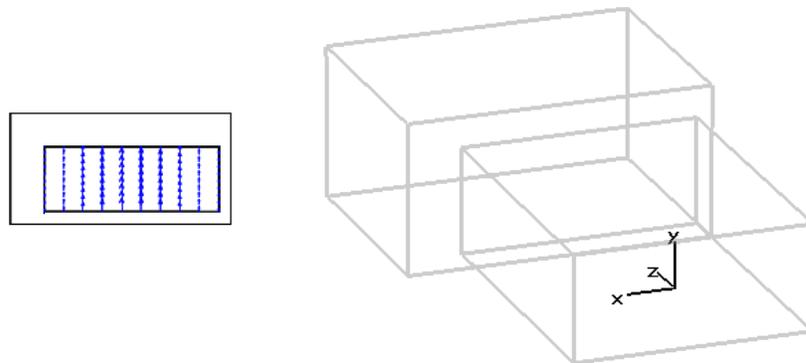


Figura 20: Guía con discontinuidad asimétrica en dos ejes

2.8 Transiciones de guías de ondas

Es común el uso de diferentes tipos de guías cuando se trabaja con dispositivos de microondas, y en muchos casos es necesario interconectar guías de diferentes secciones, para esto se requiere una estructura que permite la correcta adaptación de las características tanto físicas como eléctricas de las guías, estas estructuras se conocen como transiciones de guías de ondas. La función de la transición es reducir las reflexiones de las ondas que se propagan, además, si las guías que se deben conectar presentan modos de operación diferentes, la transición debe convertir el campo de un modo y otro.

Las transiciones entre guías de ondas de diferentes secciones se pueden realizar por medio de estructuras que varían en forma continua de una sección a la otra, tal como se observa en la figura 21.

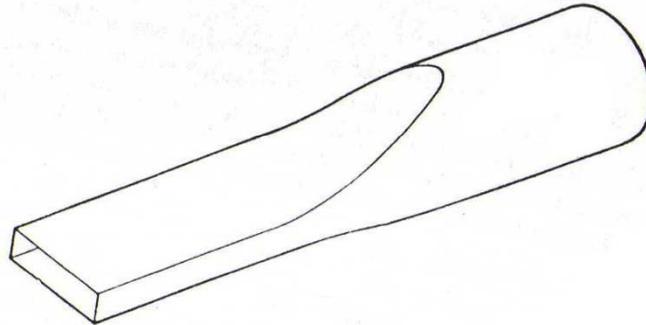


Figura 21: Transición de guías de ondas continua

Este tipo de solución requiere que la transición sea de gran longitud para lograr que los campos cambien gradualmente de una sección a la otra. En la práctica es poco viable este tipo de transición ya que la estructura resultante es de grandes dimensiones. Otro método para construir las transiciones se basa en la teoría de transformadores de impedancia que se usa en las líneas de transmisión. En este caso la transición entre las diferentes secciones se hace por pasos o escalones, donde cada paso tiene una sección transversal uniforme, pero cada uno de los pasos cambia gradualmente de forma tal que usando varios pasos se pueda pasar de una sección a la otra. En la figura 22, se ve un ejemplo de una transición escalonada [8]

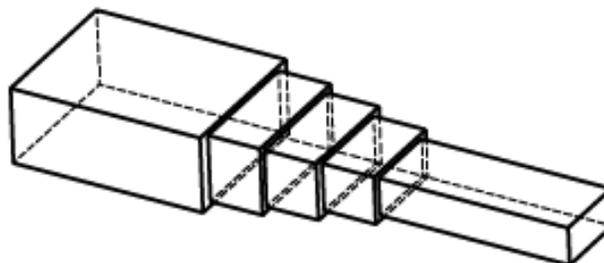


Figura 22: Transición de guías de ondas escalonada

Un método que es bastante usado es el basado en la respuesta en frecuencia de los filtros Chebyshev. En este método se trabaja con tablas que permiten determinar la impedancia característica que deben tener los pasos que forman la transición [9], para esto se requiere conocer la relación de las impedancias características de la guías de ondas que se van a conectar y el ancho de banda de operación de la transición que viene dado por la ecuación (31), luego dependiendo del número de pasos que tenga la transición y del valor de ROE que se desee lograr, se obtiene de las tablas el valor de la impedancia característica de cada uno de los pasos de la transición. El largo de los pasos viene dado por la ecuación (32). La dificultad de este método radica en determina la sección transversal de cada paso a fin de obtener la impedancia característica que se indica en las tablas. En muchos casos la impedancia característica se obtiene en forma empírica.[8], [9] y [10]

$$w = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g1}} \right) \quad (31)$$

$$L = \frac{\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{2(\lambda_{g1} + \lambda_{g2})} \quad (32)$$

λ_{g1} = Longitud de onda de la mínima frecuencia dentro de la banda de operación

λ_{g2} = Longitud de onda de la máxima frecuencia dentro de la banda de operación

2.9 Análisis modal.

Una técnica de análisis para las discontinuidades en una guía de ondas es realizar un análisis modal de las distintas secciones que componen la estructura, esto consiste en subdividir la estructura completa en secciones localmente homogéneas y en cada una de ellas plantear todos los posibles modos que se pueden generar, ya sean del tipo *TE* o *TM*, y plantear las condiciones de frontera apropiadas en las uniones de

estas secciones [11] y [12]. En la figura 23 se observa un ejemplo sencillo para ilustrar el método de análisis modal.

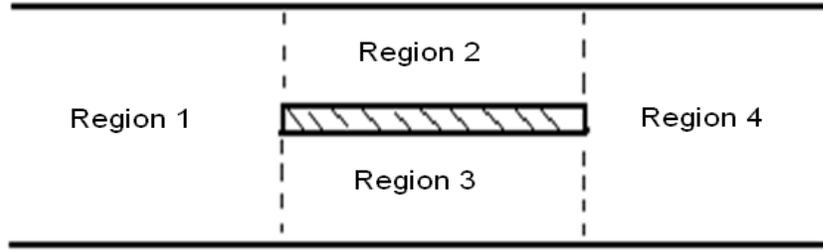


Figura 23: Corte transversal de una guía rectangular con discontinuidades

La idea del análisis es la siguiente, en la región 1 se tiene el modo incidente, que según el caso particular aquí estudiado sería el TE_{10} y el TE_{01} , debido a la discontinuidad se van a generar campos reflejados que en primera instancia no se conocen de qué tipo son, así que se debe asumir que se reflejan modos tanto TE_{nm} , como TM_{nm} . En las regiones 2 y 3 se tienen modos incidentes y posiblemente reflejados debido a la segunda discontinuidad y son del tipo TE_{nm} y TM_{nm} , en la región 4 se tienen modos incidentes TE_{nm} y TM_{nm} . En las siguientes expresiones se puede ver cómo se plantea el campo eléctrico para las diferentes regiones. Expresiones similares surgen para el campo magnético.

En la región 1

$$\vec{E}_1 = TE_{10} + \sum \overline{TM}_{nm1i} + \sum \overline{TE}_{nm1r} \quad (33)$$

En la región 2

$$\vec{E}_2 = \sum \overline{TM}_{nm2i} + \sum \overline{TE}_{nm2i} + \sum \overline{TM}_{nm2r} + \sum \overline{TE}_{nm2r} \quad (34)$$

En la región 3

$$\vec{E}_3 = \sum \overline{TM}_{nm3i} + \sum \overline{TE}_{nm3i} + \sum \overline{TM}_{nm3r} + \sum \overline{TE}_{nm3r} \quad (35)$$

En la región 4

$$\vec{E}_4 = \sum \overline{TM}_{nm4i} + \sum \overline{TE}_{nm4i} \quad (36)$$

Las expresiones con subíndice i, representan campos incidentes y aquellas con subíndice r, campos reflejados.

Como se puede ver, el problema que aquí se plantea es de gran magnitud en cuanto al número de variables que se tienen que manejar ya que se debe determinar cuál es el peso de cada uno de los modos en el campo total, resolviendo todo el conjunto de ecuaciones con las condiciones de frontera que determinen las regiones en que se divide la estructura.

El caso planteado en la figura 23, es solo a modo ilustrativo para comprender la forma en que surge la representación modal, pero los dispositivos de microondas presentan configuraciones mucho más complejas aumentando el nivel de dificultad de este tipo de análisis, es por eso que en este tipo de problemas, generalmente se recurre a técnicas de análisis numérico, por lo tanto el diseño de la estructura se realiza con la asistencia de un software de simulación de sistemas de microondas, CST STUDIO SUITE™.

2.10 OMT

Un transductor orto-modal (OMT) es un dispositivo pasivo de microondas que consta de tres puertos físicos. Un puerto común que se conecta al alimentador o bocina de la antena y dos puertos independientes. La función del OMT es discriminar señales por medio de su polarización. En recepción, el dispositivo recibe la señal con doble polarización a través de puerto común y la separa en dos señales a las que se accede por los dos puertos independientes. En transmisión, el OMT combina las dos señales que se reciben por los puertos independientes de forma tal que se obtiene una señal con dos polarizaciones ortogonales en el puerto común [7]. En la figura 24 se muestra el diagrama de bloques del OMT:

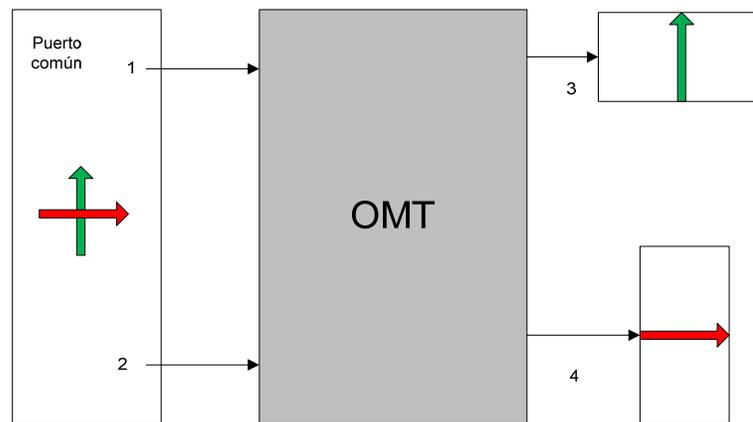


Figura 24: Diagrama de bloques de un OMT

Generalmente los OMT se usan en sistemas de telecomunicaciones satelitales y en radio astronomía. Los OMT para sistemas de telecomunicaciones operan en frecuencias que van de 1Ghz a 30Ghz, y en este tipo de aplicaciones los parámetros más críticos del dispositivo son las pérdidas de inserción, las pérdidas de retorno y el aislamiento entre puertos.

Físicamente un OMT es un dispositivo de tres puertos. Sin embargo, eléctricamente es un dispositivo de cuatro puertos (figura 24), ya que dos modos inciden sobre el puerto común, uno por cada polarización. Como muchos otros dispositivos de microondas, los OMT son completamente caracterizados por medio de la matriz de dispersión, la cual para un caso ideal viene dada por la ecuación (37), donde α y β son constantes reales:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\beta} \\ e^{j\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\beta} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

Como se observa en la matriz de dispersión, toda la potencia que llega al puerto 3, proviene del puerto 1, esto significa que no se transmite potencia hacia el puerto 4. Cuando se tiene la señal en el puerto 2, esta se transmite hacia el puerto 4, y ninguna potencia es recibida en el puerto 3.

Existe una clasificación de los OMT que viene dada en función del ancho de banda de operación del dispositivo, por lo tanto se pueden separar en dispositivos de banda estrecha y de banda ancha.

2.10.1 OMT de banda estrecha

Esta clase de OMT presentan anchos de banda de operación relativamente bajos debido a que presentan solo un plano de simetría, y en algunos casos ninguna simetría, pero tiene la ventaja de que su estructura es de menor complejidad por lo tanto son más sencillos de implementar. A continuación se analizan varios transductores de esta clase.

2.10.1.1 Taper/Branching OMT

Estas estructuras presentan una unión de guías de ondas, con una guía axial que posee una transición que convierte una sección cuadrada a una rectangular, por medio de la cual se canaliza una polarización usualmente llamada polarización axial o vertical. Una ramificación de guía de ondas rectangular, se coloca perpendicular a la guía axial con su sección más ancha alineada con el eje axial. En la figura 25 se ilustran varias topologías de esta clase de OMT, en ellas se observa que la transición de la sección cuadrada a la rectangular se puede implementar en forma escalonada o en forma continua.

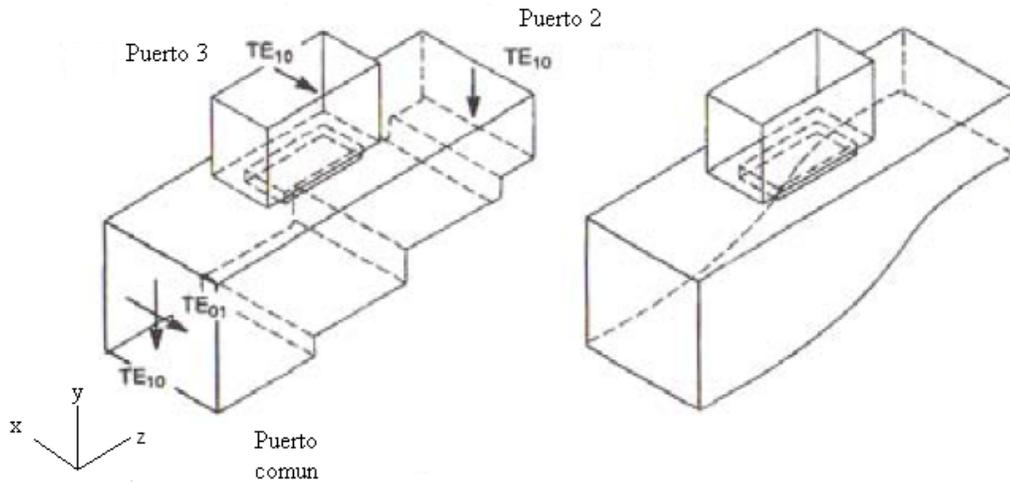


Figura 25: Taper/Branching OMT

Para entender cómo funciona el dispositivo, en primer lugar se analiza el modo TE_{10} que incide en el puerto común. Como las dimensiones a lo largo del eje x no varían, este modo se propaga libremente hacia el puerto 2, con respecto a la guía ramificada, esta posee unas dimensiones tales que solo se puede propagar su modo fundamental, y este modo no se induce en este caso, debido a las características de la guía axial. En el caso de tener el modo TE_{01} en el puerto común, las variaciones de la guía axial del puerto común al puerto 2, aumentan la frecuencia de corte del modo, por lo tanto se llega a una posición a partir de la cual el modo se hace evanescente, lo

que evita que el modo se propague al puerto 2, pero la guía ramificada está ubicada en una posición tal, que el modo se propaga a través de ella, ya que el modo TE_{01} proveniente del puerto común, presenta la misma polarización del modo fundamental de esta guía. Por lo tanto se puede ver que la ubicación de esta ramificación es crucial para lograr la separación adecuada de las dos polarizaciones.

2.10.1.2 Septum/Branching OMT

Otra forma de lograr la separación de las polarizaciones, es usar una guía axial de sección constante, pero con una lámina de un espesor muy pequeño, denominada en la literatura como septum, ubicada en el medio de la guía de forma tal que ésta se divide en dos secciones de guías de ondas de la mitad del tamaño total, y nuevamente se coloca una guía de ramificación perpendicular a la guía axial. Cuando se tiene el modo TE_{10} en el puerto común, como se observa en la figura 26, el modo presenta una polarización perpendicular al septum, por lo tanto el campo no se ve afectado por este, de manera que el modo se propaga hacia el puerto 2. En el caso del modo TE_{01} , se presenta una polarización paralela al septum, y éste crea dos regiones con un ancho de la mitad de tamaño de la guía axial, lo que aumenta la frecuencia de corte de este modo al doble dentro de cada una de ellas, haciendo que el modo sea evanescente y no se pueda propagar al puerto 2, pero si la guía de ramificación está ubicada apropiadamente, este modo se puede acoplar a ella. En esta topología es crítica la posición de la guía ramificada respecto al septum para lograr la separación de las polarizaciones, y además se debe garantizar que la longitud del septum sea tal que el modo TE_{01} se atenúe lo suficiente para lograr un correcto rechazo hacia el puerto 2. [13] y [14, pp 90-91]

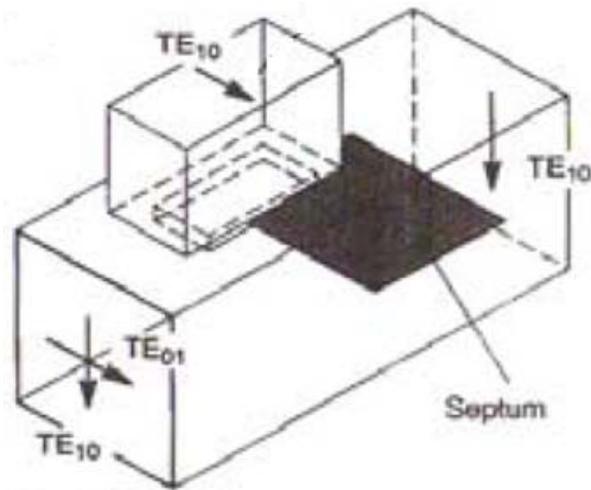


Figura 26: OMT con septum

Con la idea de disminuir los niveles de reflexión de los campos, se puede variar la forma del septum en el extremo que se solapa con la guía ramificada. Esta topología es la usada en esta investigación para el diseño del OMT.

2.10.2 OMT de banda ancha

Como fue indicado en la sección 2.7, el nivel de simetría de la estructura determina fuertemente la generación de los modos de orden superior, en este hecho precisamente se basan los OMT de banda ancha, es decir, se usan estructuras que posean varios planos de simetría que evitan la generación de los primeros modos de orden superior, de forma tal que se aumente el ancho de banda del dispositivo.

Debido a los niveles de simetría que requieren estos dispositivos, su estructura tiene un nivel de complejidad mucho mayor que la que presentan los OMT de banda estrecha. En general esta clase de OMT consta de dos etapas, en primer lugar se requiere una etapa encargada de lograr la discriminación propiamente de las polarizaciones, siendo ésta la que requiere de los niveles de simetría ya discutidos, y otra etapa que se encarga de la recombinación de las señales que se obtienen de la

primera etapa. Para comprender mejor este punto, a continuación se presentan una topología de OMT de banda ancha.

2.10.2.1 OMT con unión Turnstile

Para entender esta estructura se debe hablar primero de uniones tipo T (figura 27). Esta unión tiene como característica principal que al ingresar el modo TE_{10} por el puerto 1 se obtienen dos señales por los puertos 2 y 3, con el mismo modo de operación pero que presentan un desfase de 180° entre ellas, y con un nivel de potencia de la mitad de la señal original. Esta es una estructura recíproca, por lo tanto si los puertos 2 y 3 son alimentados con modos TE_{10} , pero desfasados 180° , se obtiene en el puerto 1 el mismo modo pero con el doble de potencia.

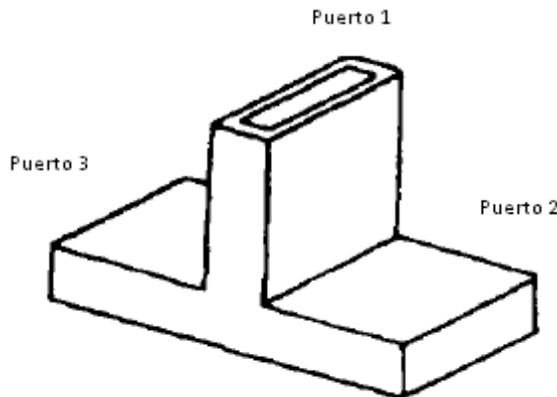


Figura 27: Unión tipo T

En este OMT, la primera etapa la constituye la unión turnstile, la cual es una unión de guías de ondas con simetría cuádruple, compuesta de uniones tipo T. Esta unión permite que al acoplar un modo TE_{10} , se obtengan dos señales con la mitad de la potencia de la inicial, pero desfasadas 180° entre ellas a través de los puertos 1 y 3. La señal no se acopla a las dos guías restantes porque el campo eléctrico para este modo es nulo a la entrada de las mismas en todo momento, por lo tanto ninguna potencia se puede propagar hacia ellas. Por la simetría de la estructura ocurre el

mismo fenómeno para el caso del modo TE_{01} , pero esta vez las dos señales se propagan hacia las guías 2 y 4. En la figura 28 se muestra la unión turnstile.

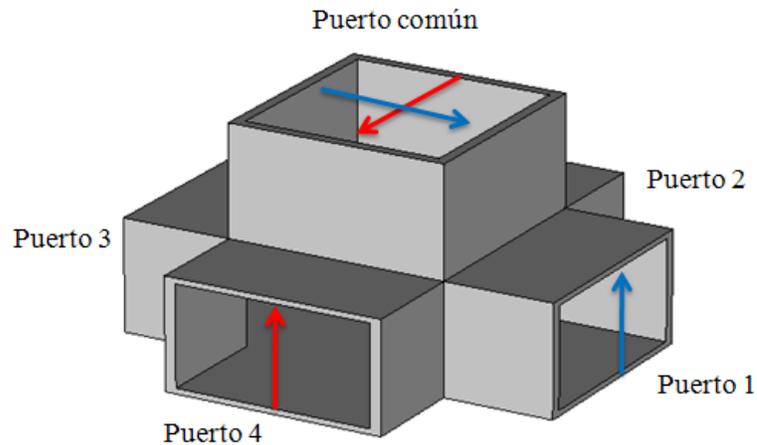


Figura 28: Unión turnstile

Luego de separadas las polarizaciones con la unión turnstile, las señales obtenidas pasan a la etapa de recombinación. En ella las dos señales obtenidas para cada modo son guiadas hacia uniones tipo T, las cuales por la propiedad de reciprocidad ya comentada, genera nuevamente los modos iniciales, y con el mismo nivel de potencia. Realmente el nivel final de potencia es un poco menor al inicial, pero esto es debido a las pérdidas en las guías de ondas, sin embargo estas pérdidas son muy bajas. En la figura 29 se muestra el OMT turnstile completo.

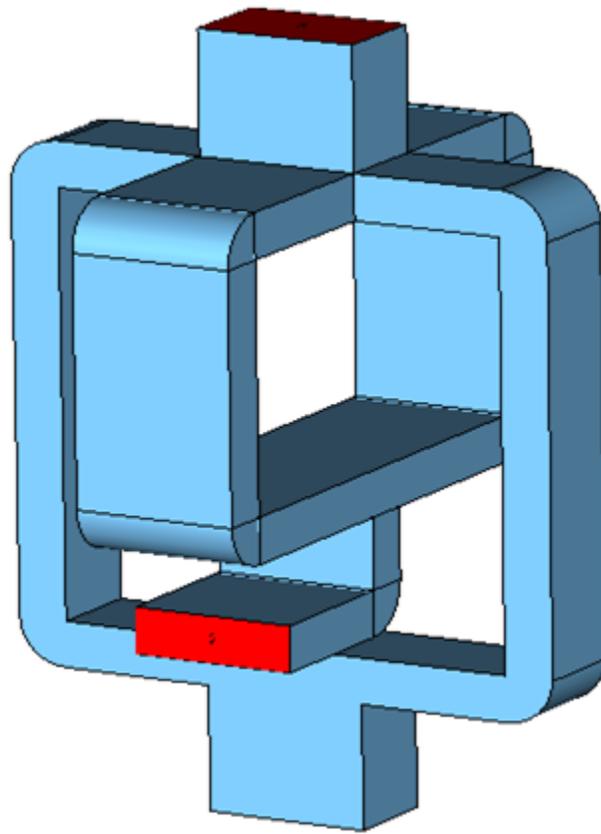


Figura 29: OMT turnstile completo

CAPÍTULO III

DISEÑO DEL OMT

3.1 Consideraciones de diseño

Para el diseño del transductor ortomodal, se definieron unos valores mínimos que debían cumplir ciertos parámetros, para garantizar que el dispositivo, cumpliera con especificaciones de los OMT de uso comercial.

1. Coeficiente de reflexión para cada una de las polarizaciones menor a 0.15 ($|S_{11}| \leq 0.15$).
2. Rechazo de polarización mayor a 30dB.
3. Coeficiente de transmisión mayor a 0.9

3.2 Selección de la topología

Como se indica en el capítulo dos, existen diferentes topologías para implementar un transductor ortomodal, de todas las que se presentaron, se seleccionó la denominada Septum/Branching, debido a que presenta una estructura más fácil de implementar en comparación con la topología del OMT de banda ancha, ya que esta última presenta múltiples secciones de guías de ondas con curvas que son más complejas de elaborar e implican un mayor tamaño en la estructura final, aspecto que es perjudicial si el OMT se usa en antenas con configuraciones del tipo foco centrado (figura 30), ya que el dispositivo interfiere bloqueando la señal que se recibe en el reflector parabólico, perjudicando así el funcionamiento general del sistema.



Figura 30: Antena con alimentador del tipo foco centrado

La simplicidad en la construcción del OMT, es un factor relevante en el diseño, porque el dispositivo debe poder ser elaborado por métodos que no requieran un alto nivel de precisión.

3.3 Procedimiento de diseño

El diseño del OMT se realizó en dos etapas, el diseño del discriminador de polarización propiamente dicho, y una etapa de diseño de las transiciones.

- Diseño del discriminador de polarización:

Esta estructura está concebida bajo la topología del Septum/Branching OMT (figura 31), en el modelado de esta etapa se debe determinar, la longitud de las dos guías de ondas que conforman la unión de guías de ondas, las dimensiones de su sección transversal, la forma del septum y su ubicación con respecto a la guía lateral o ramificada. Esta etapa, es la más crítica del diseño del dispositivo ya que es la que determina en forma general el funcionamiento del OMT.

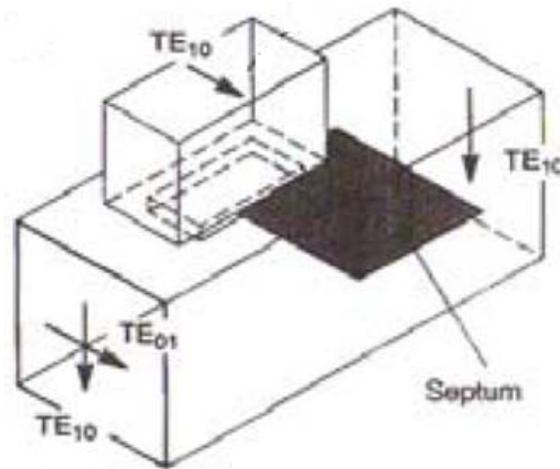


Figura 31: Topología Septum/Branching

- Diseño de las secciones de transición:

Las transiciones de guías de ondas permiten la adaptación de los puertos de la unión de guías de ondas a los respectivos puertos de conexión. En este punto se diseñan tres tipos de transiciones, para el puerto común se construye una transición de guías de ondas de sección circular a cuadrada ya que el OMT recibe las señales ortogonales que debe procesar de una bocina diseñada previamente, la cual presenta un puerto de guías de ondas circular. Luego se diseña una transición de sección transversal cuadrada a sección rectangular, la cual adapta la polarización que se propaga por la guía de ondas axial a una guía de ondas de sección rectangular. Finalmente se diseña una transición de guías de ondas que convierte de rectangular a rectangular para adaptar la guía de ondas lateral de la unión a las especificaciones de los puertos de sección rectangular.

Una vez diseñadas todas estas secciones, se procede a su interconexión y ajuste de los parámetros del sistema completo.

El diseño de cada una de estas etapas, se realiza a través de simulaciones con el software CST STUDIO SUITE™, por medio de un método secuencial donde se

efectúan cambios en las características físicas de las estructuras y se analizan sus efectos en los parámetros de funcionamiento del sistema.

3.3.1 Unión de guías de ondas

Inicialmente se plantea la unión de guías de ondas con las características que se indican en la figura 32.

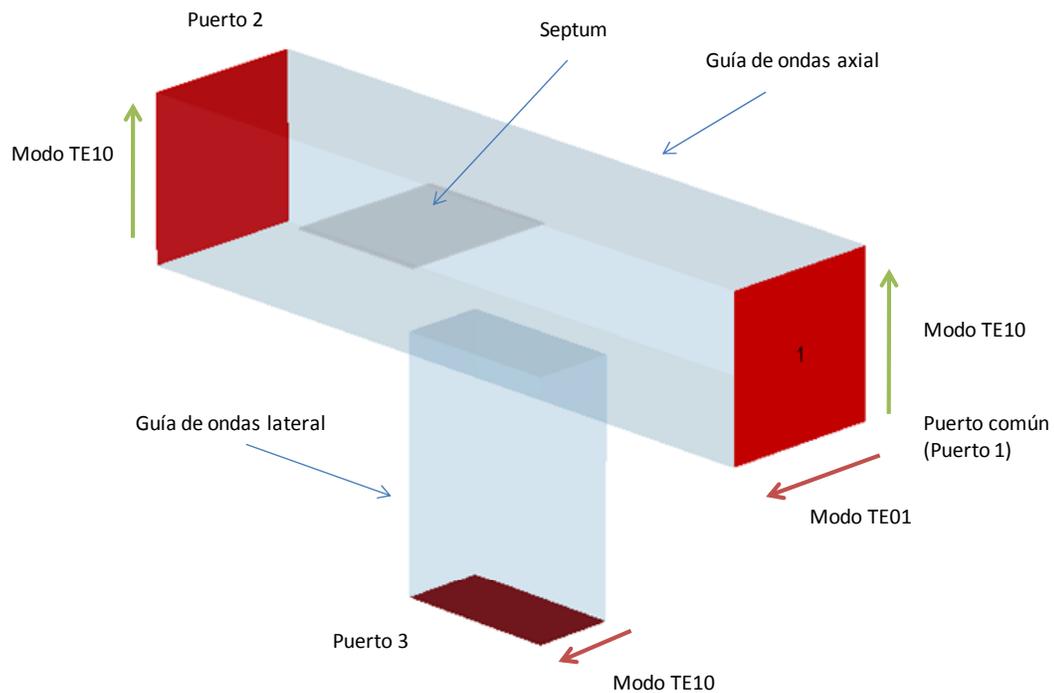


Figura 32: Unión de guía de ondas

En primer lugar se debe determinar el tamaño de la sección transversal de la guía de ondas axial y de la lateral, para esto se usan las relaciones definidas en las secciones 2.5.1 y 2.6, de manera que cumplan con las restricciones de las bandas de guarda de una guía de ondas.

En el caso de la guía axial, la cual posee una sección transversal cuadrada, los modos TE_{10} y TE_{01} son los más bajos que se pueden generar y presentan la misma frecuencia de corte, los siguientes modos que se pueden generar son los TE_{11}

y TM_{11} , y también son degenerados, por lo tanto se debe dimensionar la estructura de forma tal que se logren propagar los dos primeros modos, pero manteniendo una banda de guarda por encima de su frecuencia de corte de al menos un 10%, además se debe garantizar la banda de guarda superior con un porcentaje mayor al 10%. La banda de operación del dispositivo se encuentra entre 3.7Ghz y 4.2Ghz.

Para una banda de guarda inferior con un valor de 12% ($\gamma_1 = 0.12$), por medio de la ecuación (30), se obtiene el valor de γ_2 el cual será:

$$\gamma_2 = 14,29\% \quad (38)$$

La frecuencia de corte del modo TE_{10} viene dada por la ecuación (21):

$$f_{c10} = 3.3036Ghz \quad (39)$$

Con este valor de frecuencia se obtiene la longitud del lado de la guía de ondas de sección cuadrada:

$$a = \frac{c}{2f_{c10}} \quad (40)$$

$$a = 45.405mm \quad (41)$$

Por razones de precisión, este valor se redefine como $a = 45.5mm$, lo que lleva a calcular nuevamente las frecuencias de corte de los modos, y los porcentajes finales de las bandas de guarda:

$$f_{c10} = 3.2967Ghz \quad (42)$$

$$f_{c11} = 4.6622Ghz \quad (43)$$

Y las bandas de guarda finales serán:

$$\gamma_1 = 12.23\% \quad (44)$$

$$\gamma_2 = 14.02\% \quad (45)$$

Con la longitud del lado de la guía cuadrada, se determina la longitud de uno de los lados de la guía lateral rectangular. Esta última debe tener la frecuencia de corte del modo TE_{10} igual a la del modo TE_{01} de la guía cuadrada, lo que indica que el lado mayor de la guía rectangular es “a”, y como se debe mantener la relación entre los lados $a = 2b$ de la guía, se pueden determinar las dimensiones de la guía lateral.

$$a = 45.5\text{mm} \quad (46)$$

$$b = 22.75\text{mm} \quad (47)$$

En la figura 33, se indican las dimensiones de la sección transversal de las guías que componen la unión.

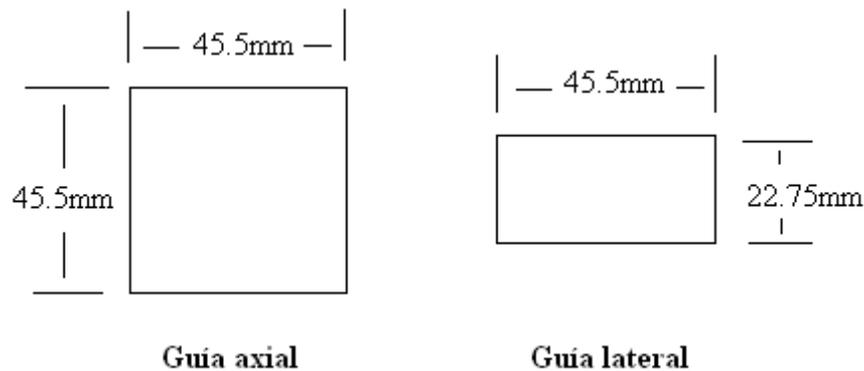


Figura 33: Dimensiones de la guías de ondas de la unión

Luego se lleva a cabo la primera simulación de la unión de guía de ondas, donde se define la estructura con las variables que se observan en la figura 34.

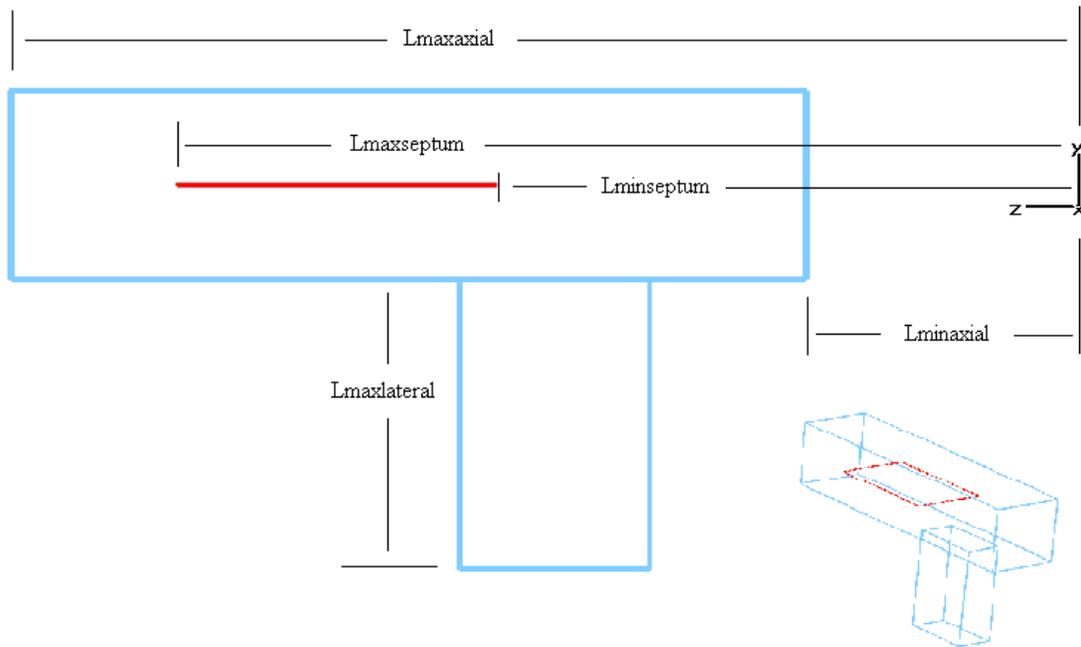


Figura 34: Longitudes definidas en la unión de guías de ondas

La variable $L_{maxaxial}$, indica la posición del puerto 2 con respecto al sistema de referencia indicado; $L_{minaxial}$ denota la posición del puerto común (Puerto 1). $L_{maxseptum}$ representa la distancia al extremo del septum más cercano al puerto 2; $L_{minseptum}$ indica la posición del extremo que se solapa con la guía lateral y $L_{maxlateral}$ representa la longitud de la guía de ondas lateral de la unión

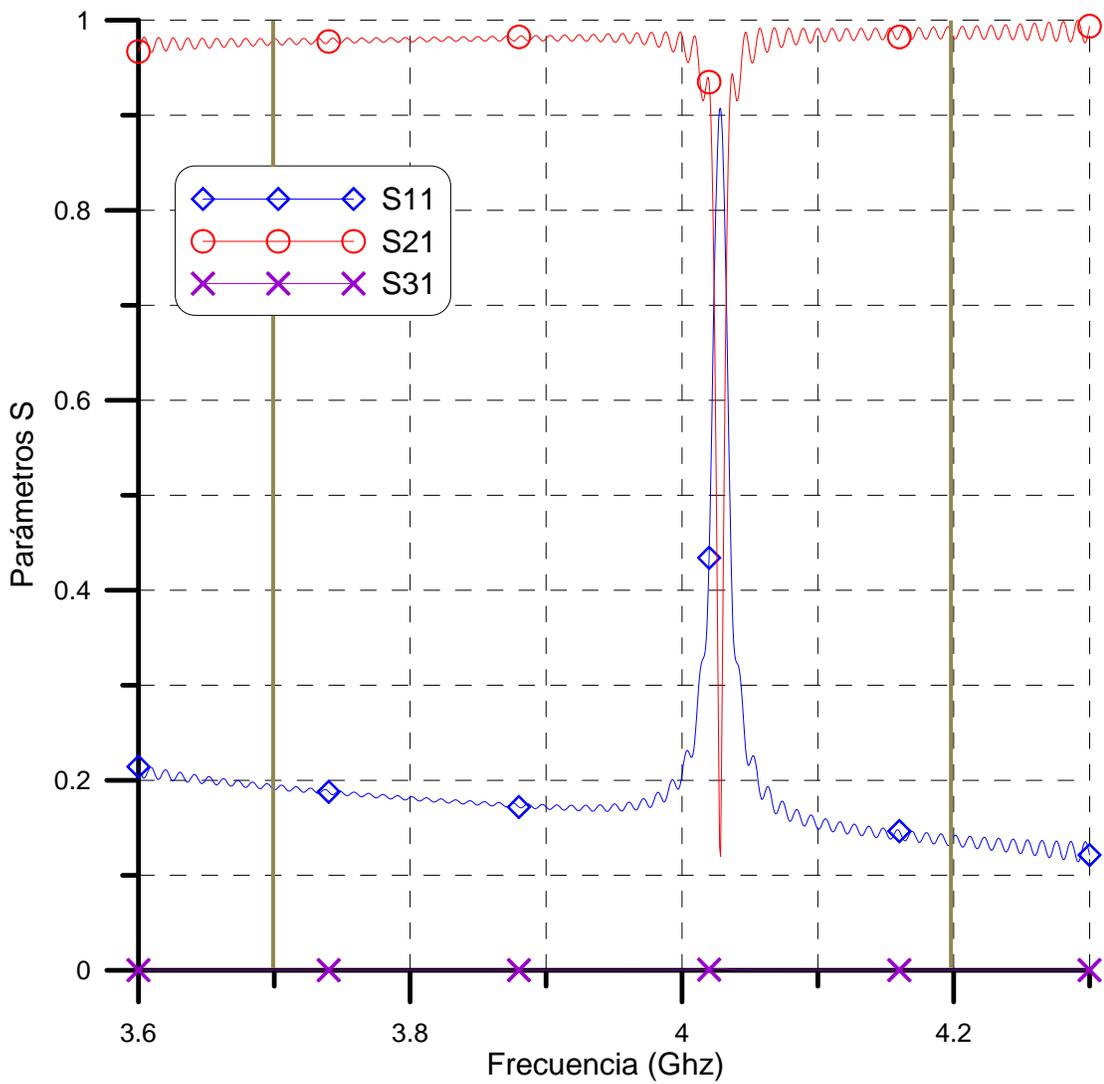
La posición del septum respecto a la guía de ondas lateral ($L_{minseptum}$) se toma inicialmente a una distancia mayor que la posición del centro de la guía de ondas lateral como se ilustra en la figura 34, ya que como se ha encontrado en la literatura, no se logra un buen acoplamiento si el septum se encuentra ubicado en el centro ([13] y [14]). El centro de la guía de ondas lateral se tomó a 100mm con respecto al sistema de coordenadas de referencia, y el valor inicial de $L_{minseptum}$ se tomó en 110mm. La longitud total inicial del septum se define como media longitud de onda de la menor frecuencia en la banda de operación, la longitud de onda para $f = 3.7GHz$ es de 81.03mm, esto se hace con la finalidad de permitir que el modo TE_{01} , que es evanescente en esta dirección, pueda atenuarse lo suficiente y así lograr

un rechazo apropiado, por lo tanto 40mm es un valor inicial adecuado para la longitud total del septum. El grosor del septum se tomo de 0.5mm, ya que debe ser lo más pequeño posible, para garantizar un correcto funcionamiento de la topología, y además es un valor posible de lograr al momento de la construcción del OMT.

La longitud inicial de la guía axial completa es de 200mm, principalmente para que el puerto 2 quede separado del extremo final del septum, ya que en este punto existe una discontinuidad que afecta localmente al modo TE_{10} que se propaga por la guía, y la posición del puerto 1 se fija en $L_{\text{minaxial}} = 0\text{mm}$. En cuanto a la longitud guía lateral, el valor inicial de la variable $L_{\text{maxlateral}}$ para las simulaciones se tomo en 40mm.

Los parámetros relevantes en el estudio de la unión de guías de ondas son el coeficiente de reflexión en el puerto común para cada una de las polarizaciones ($|S_{11}|$), y los coeficientes de transmisión entre el puerto común y los puertos independientes ($|S_{21}|$ y $|S_{31}|$). Como se indicó en las consideraciones de diseño, para un correcto funcionamiento de la unión se debe tener valores de $|S_{11}|$ menores a 0.15. En el caso de los coeficientes de transmisión, cuando se excita el modo TE_{10} en el puerto común, se debe tener un valor superior a 0.9 para $|S_{21}|$ y menor a 0.01 para $|S_{31}|$, donde $|S_{21}|$ representa el coeficiente de transmisión y $|S_{31}|$ indica el nivel de rechazo de polarización, este último parámetro en la mayoría de los casos se expresa en dB, un valor de $|S_{31}| = 0.01$, representa un rechazo de 40dB. Cuando se excita el modo TE_{01} , cambia la interpretación de los parámetros de dispersión, $|S_{21}|$ indica el nivel de rechazo de polarización y $|S_{31}|$ es el coeficiente de transmisión. El coeficiente de transmisión también indica otra característica como lo son las pérdidas de inserción del dispositivo, y en este caso el parámetro se expresa en dB.

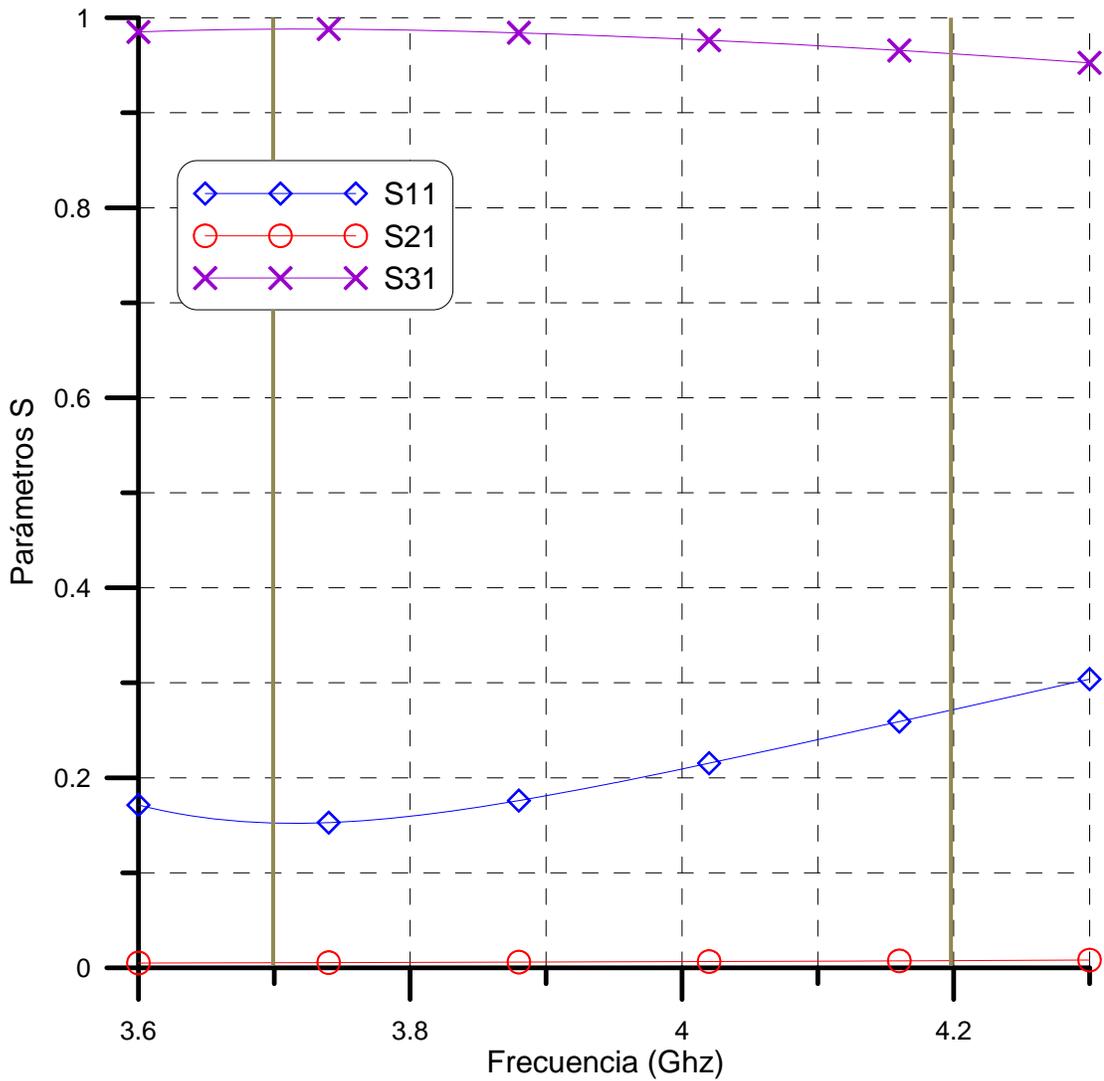
Las primeras simulaciones de la unión de guías de ondas arrojaron los resultados que se muestran en las gráficas 1 y 2.



Gráfica 1: Parámetros S para el modo TE_{10}

En la gráfica 1, para el modo TE_{10} en el puerto común, se tiene el parámetro $|S_{31}|$ con un valor bastante bajo y uniforme en toda la banda de operación, sin embargo $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ presentan un pico abrupto, alrededor de 4.03GHz, por lo tanto el ajuste de las dimensiones de la estructura debe estar dirigido a corregir esto, para obtener un comportamiento uniforme de los parámetros de dispersión en toda la banda de operación.

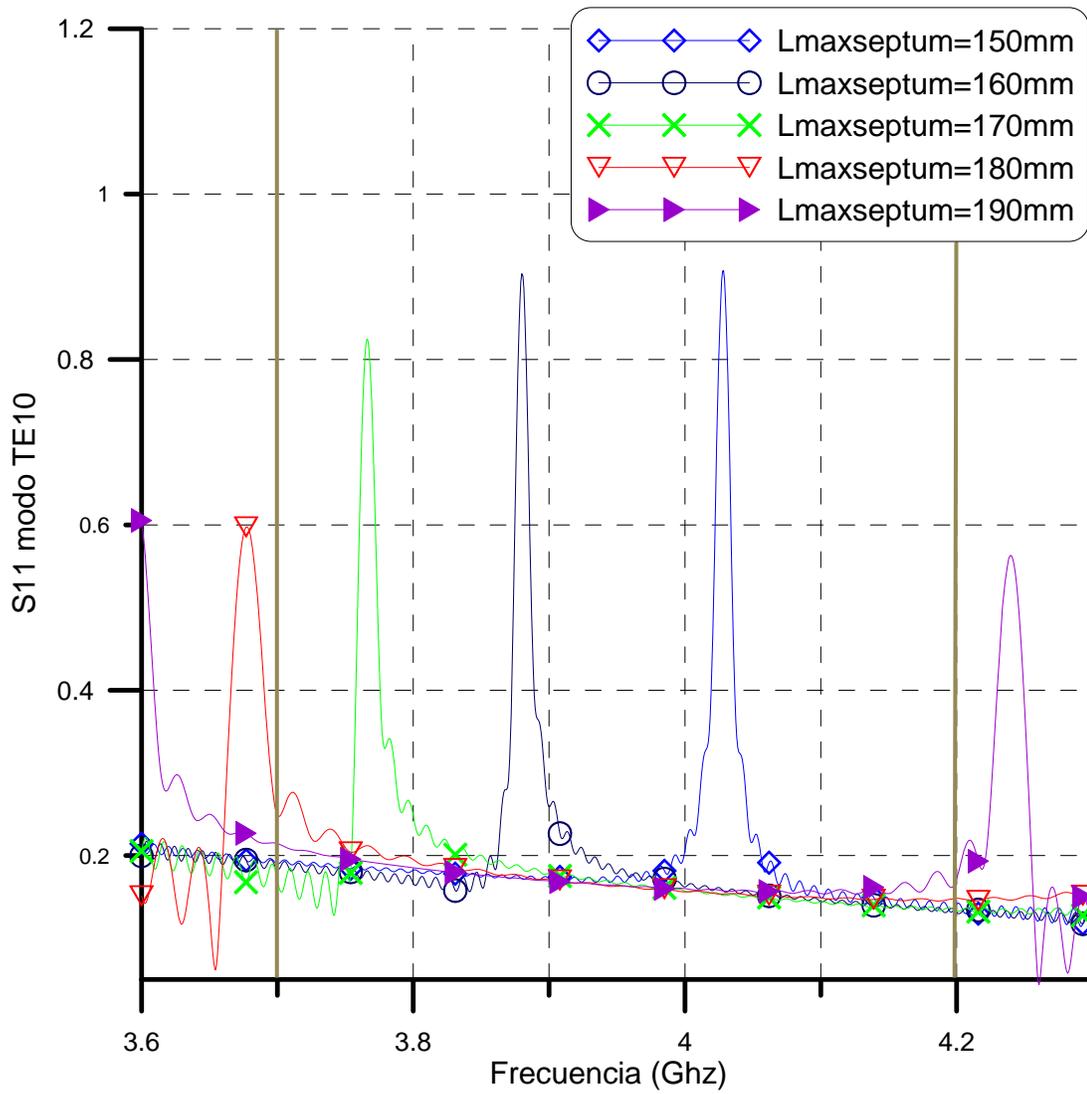
En la gráfica 2 se muestran los parámetros S cuando se excita el modo TE_{01} en el puerto común. $|S_{31}|$ presenta un valor bastante cercano a uno, lo que indica que existe un buen nivel de transmisión de este modo de propagación hacia el puerto 3, $|S_{21}|$ debe ser bajo para este caso, como precisamente se observa. El parámetro $|S_{11}|$, presenta un valor relativamente alto, lo que indica que existe desacoplamiento del modo TE_{10} .



Gráfica 2: Parámetros S para el modo TE_{01}

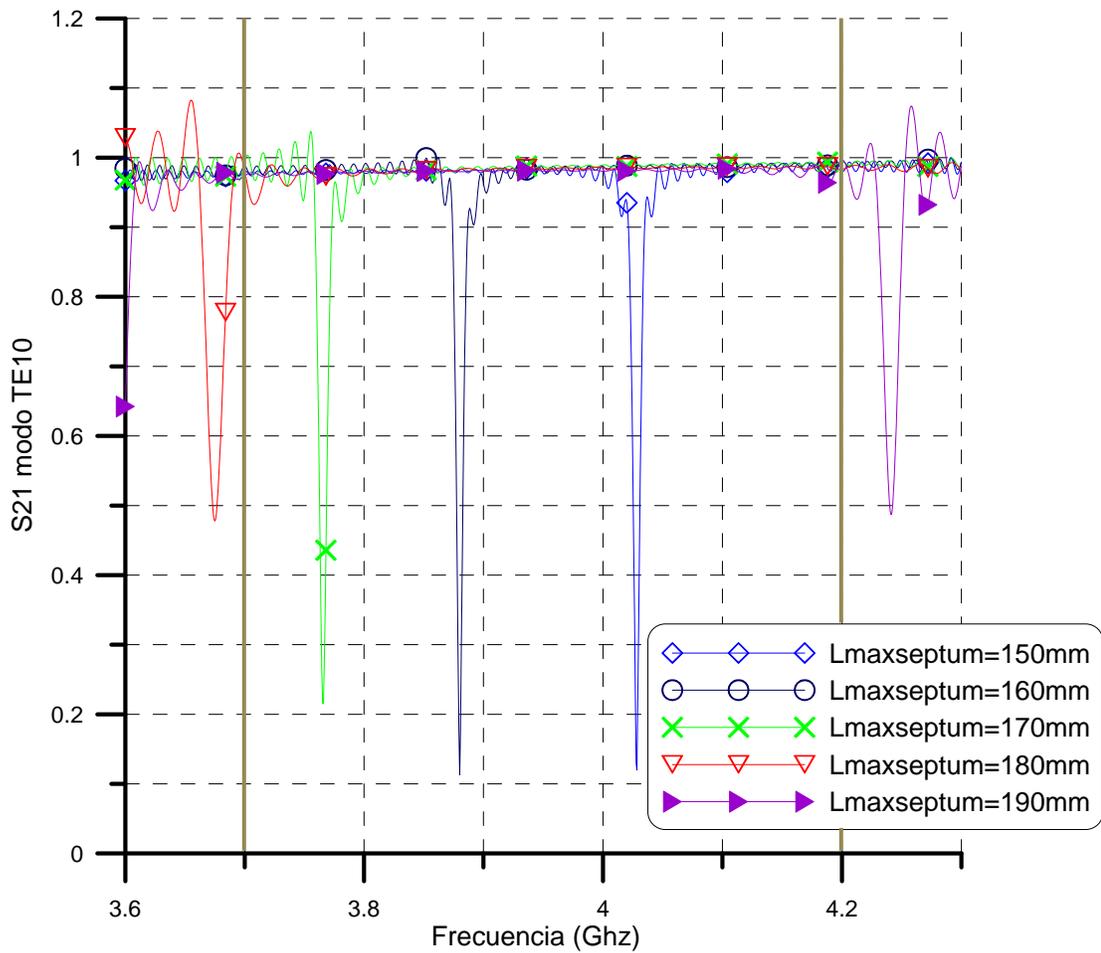
En primer lugar se efectuaron variaciones de $L_{\text{maxseptum}}$, para poder observar su efecto en los parámetros S, esta variación se enfocó en el modo TE_{01} ya que es el que presenta los cambios más bruscos en los parámetros que lo describen. A medida que se van analizando cada una de las variables, se determina el rango en el cual se obtienen los mejores resultados, y se fija esta variable en el valor mas apropiado, el cual se mantendrá fijo para las simulaciones posteriores.

La gráfica 3 indica los cambios de $|S_{11}|$, como se puede apreciar a medida que aumenta la longitud del septum, se desplaza el pico hacia la parte inferior de la banda de operación, disminuyendo su magnitud, logrando ubicarse por fuera de la banda para un valor de $L_{\text{maxseptum}}=190\text{mm}$. Pero se debe observar que en este caso surge un nuevo pico para una frecuencia superior a 4.2GHz, lo que indica que no se puede aumentar demasiado la longitud del septum.



Gráfica 3: Cambios en $|S_{11}|$ variando $L_{maxseptum}$ (TE_{10})

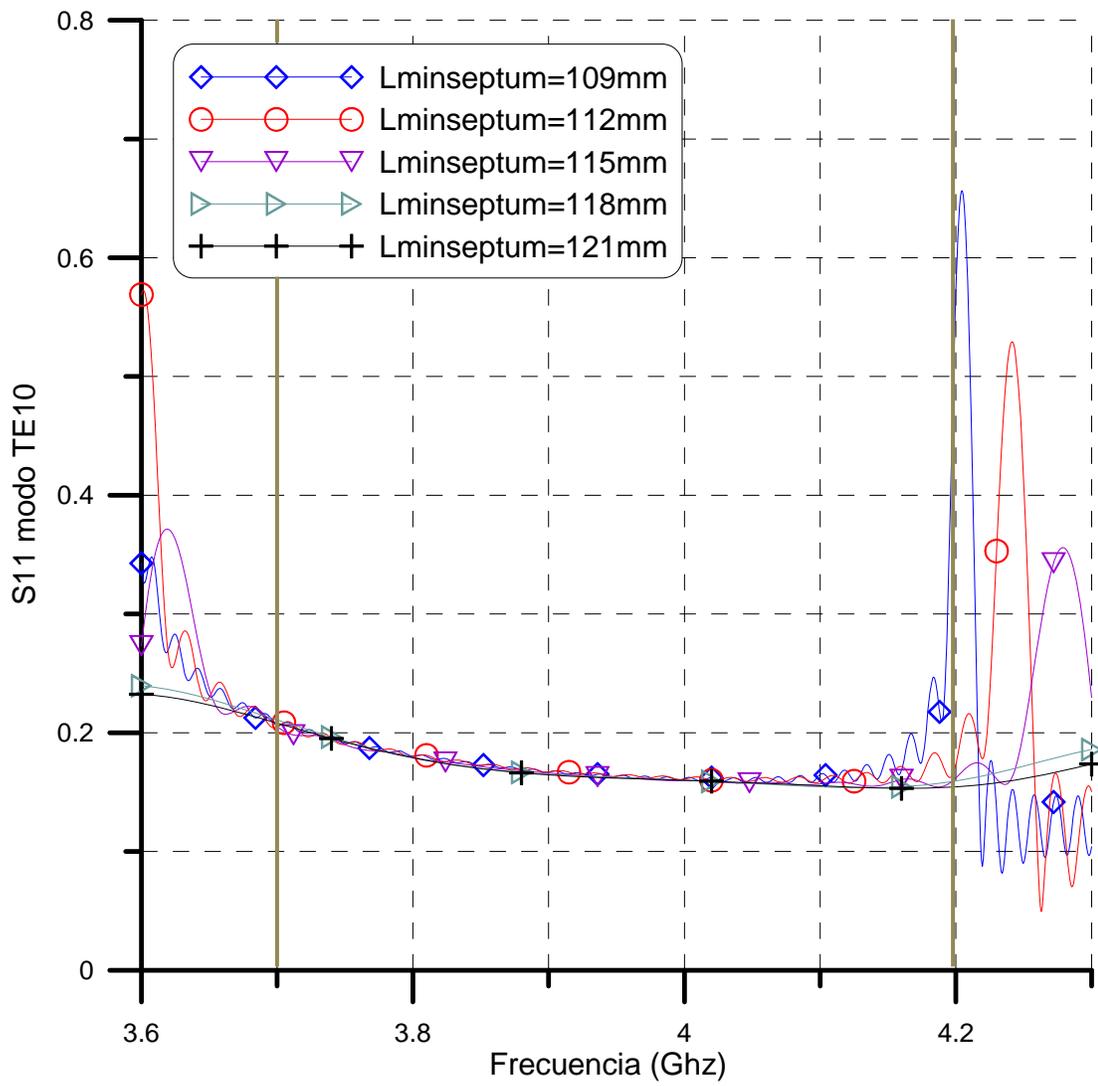
Se observa en la gráfica 4, el mismo comportamiento del desplazamiento del pico para $|S_{21}|$, quedando fuera de la banda de operación nuevamente con un valor de $L_{maxseptum} = 190\text{mm}$, lo que indica que alrededor de este valor se puede fijar esta variable para estudios posteriores.



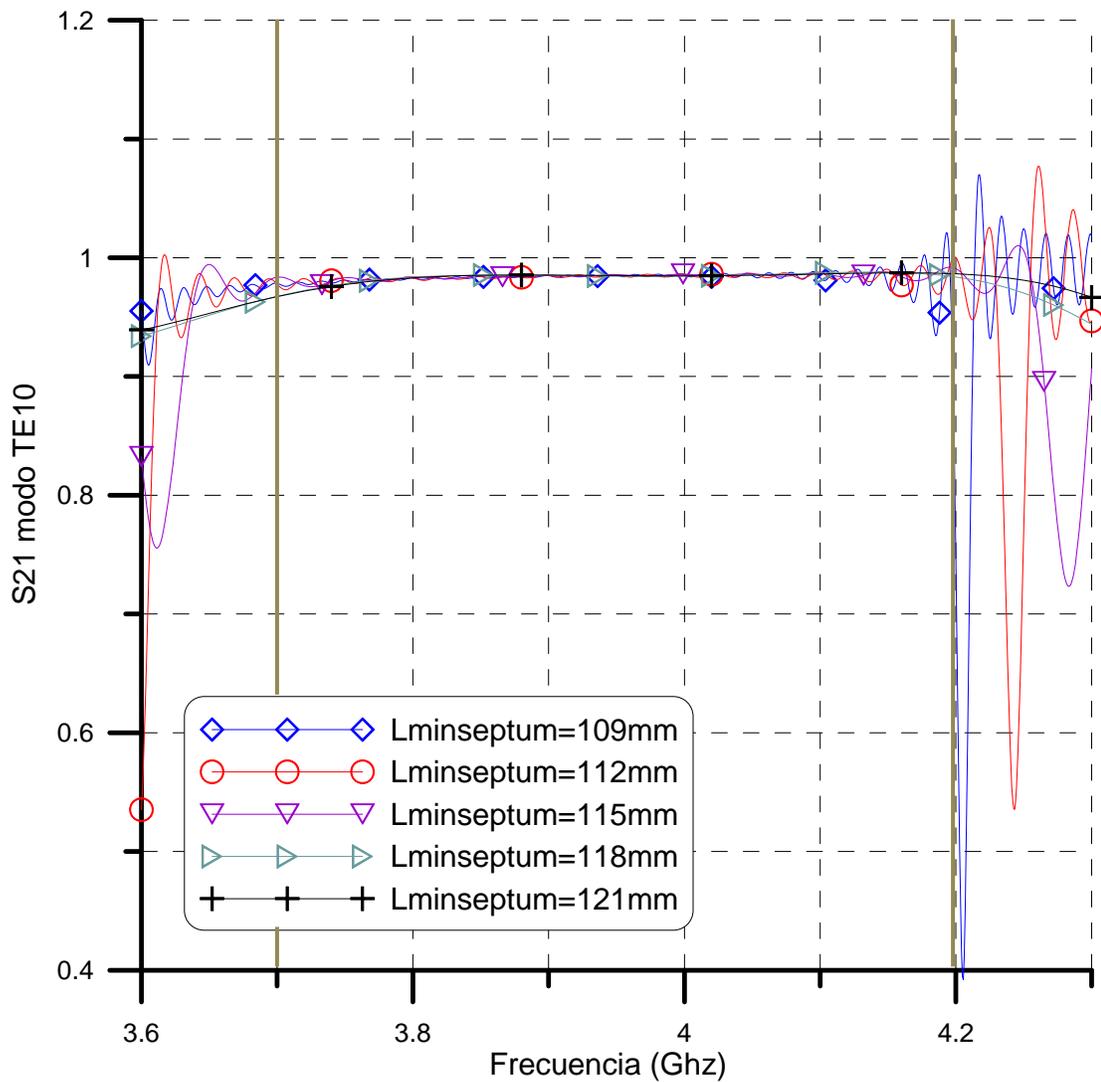
Gráfica 4: Cambios en $|S_{21}|$ variando $L_{\max\text{septum}}$ (TE_{10})

Estos resultados muestran que existe una fuerte influencia de la variable $L_{\max\text{septum}}$ sobre el comportamiento uniforme de los parámetros de dispersión.

Posteriormente se procede a variar $L_{\min\text{septum}}$ para determinar su efecto en los parámetros de dispersión. En la gráfica 5, se muestra la influencia de estas variaciones en $|S_{11}|$ para el modo TE_{10} y en la gráfica 6 para $|S_{21}|$ del mismo modo de propagación. Estas variaciones se realizan fijando el valor de $L_{\max\text{septum}}=190\text{mm}$.



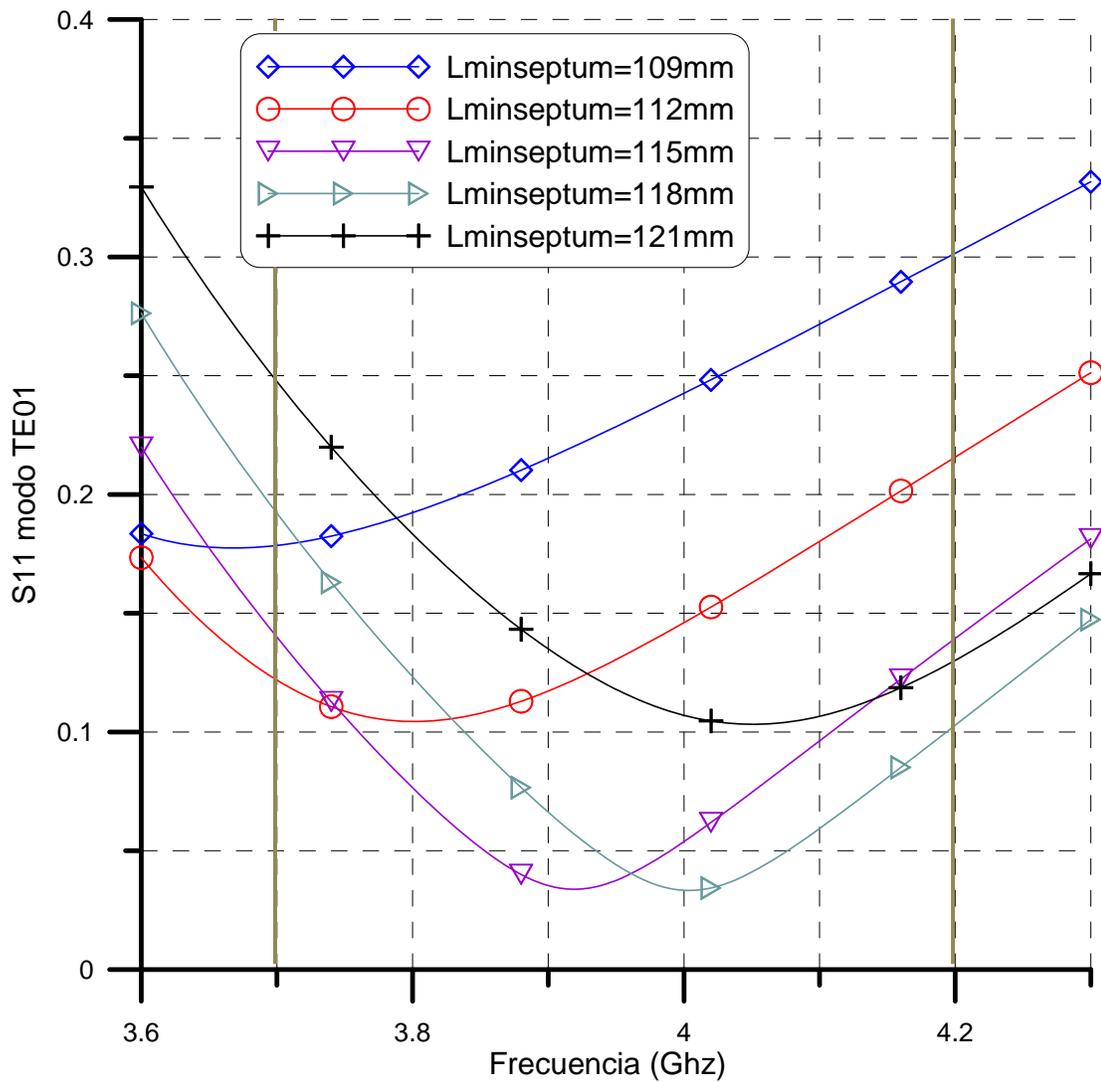
Gráfica 5: Cambios en $|S_{11}|$ variando $L_{minseptum}$ (TE_{10})



Gráfica 6: Cambios en $|S_{21}|$ variando $L_{minseptum}$ (TE_{10})

Nuevamente se observa un comportamiento del pico similar para ambos parámetros de dispersión, en función de la posición del septum con respecto a la guía lateral. Las gráficas indican que para valores mayores de $L_{minseptum}$ dentro del rango estudiado, los parámetros tienden a ser más uniformes en todo el rango de frecuencias. Es aparente concluir de las gráficas 5 y 6 que para $L_{minseptum}=121\text{mm}$ se tendría el mejor caso, sin embargo estas variaciones también afectan al coeficiente de reflexión del modo TE_{01} como se observa en la gráfica 7, por lo tanto, no se puede aumentar demasiado este parámetro. Un intervalo que se puede considerar apropiado

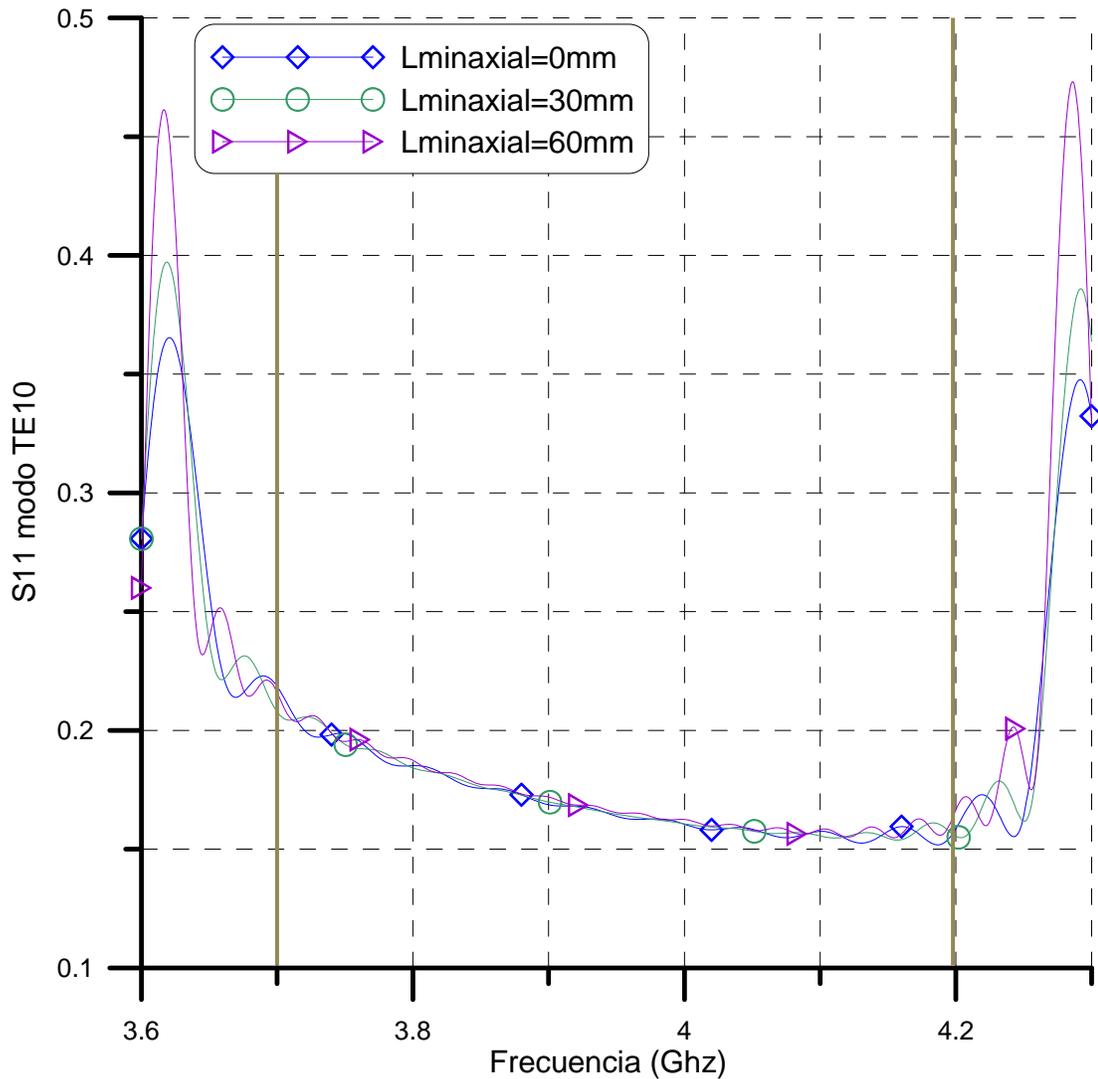
es aquel alrededor de 115mm, ya que se obtiene un buen comportamiento de los tres parámetros ($|S_{11}|$, $|S_{21}|$ modo TE_{10} y $|S_{11}|$ modo TE_{01}). En cuanto a los demás parámetros de dispersión, estos no se ven afectados significativamente por estas variaciones.



Gráfica 7: Cambios en $|S_{11}|$ variando $L_{minseptum}$ (TE_{01})

Seguidamente se procedió a cuantificar el efecto de la longitud de la guía de ondas axial en sus dos extremos, y la longitud máxima de la guía lateral sobre los parámetros de dispersión.

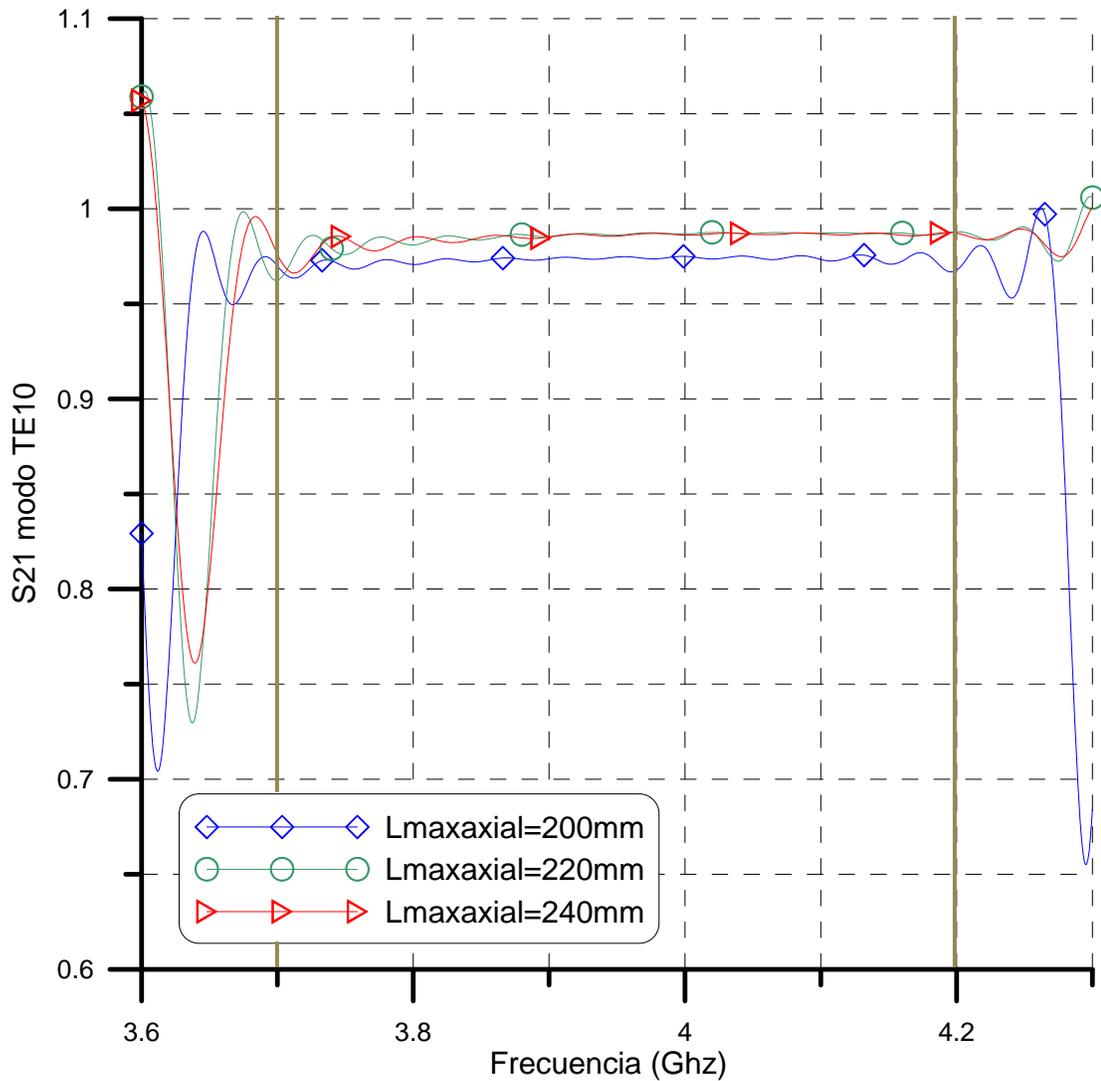
Primero se realizaron variaciones del extremo de la guía de ondas donde se encuentra el puerto común por medio de la variable L_{minaxial} (figura 34). Los resultados observados en la gráfica 8 indican el efecto de estas variaciones en el parámetro $|S_{11}|$ para el modo TE_{10} .



Gráfica 8: Variaciones de $|S_{11}|$ (Modo TE_{10}) en función de L_{minaxial}

El efecto de las variaciones en la guía de ondas axial en el extremo del puerto común influye muy poco en el nivel de reflexión para este modo. Esto mismo ocurre con los demás parámetro de ambos modos, por lo tanto esta longitud se podría variar dentro del rango indicado para disminuir el tamaño de la estructura final.

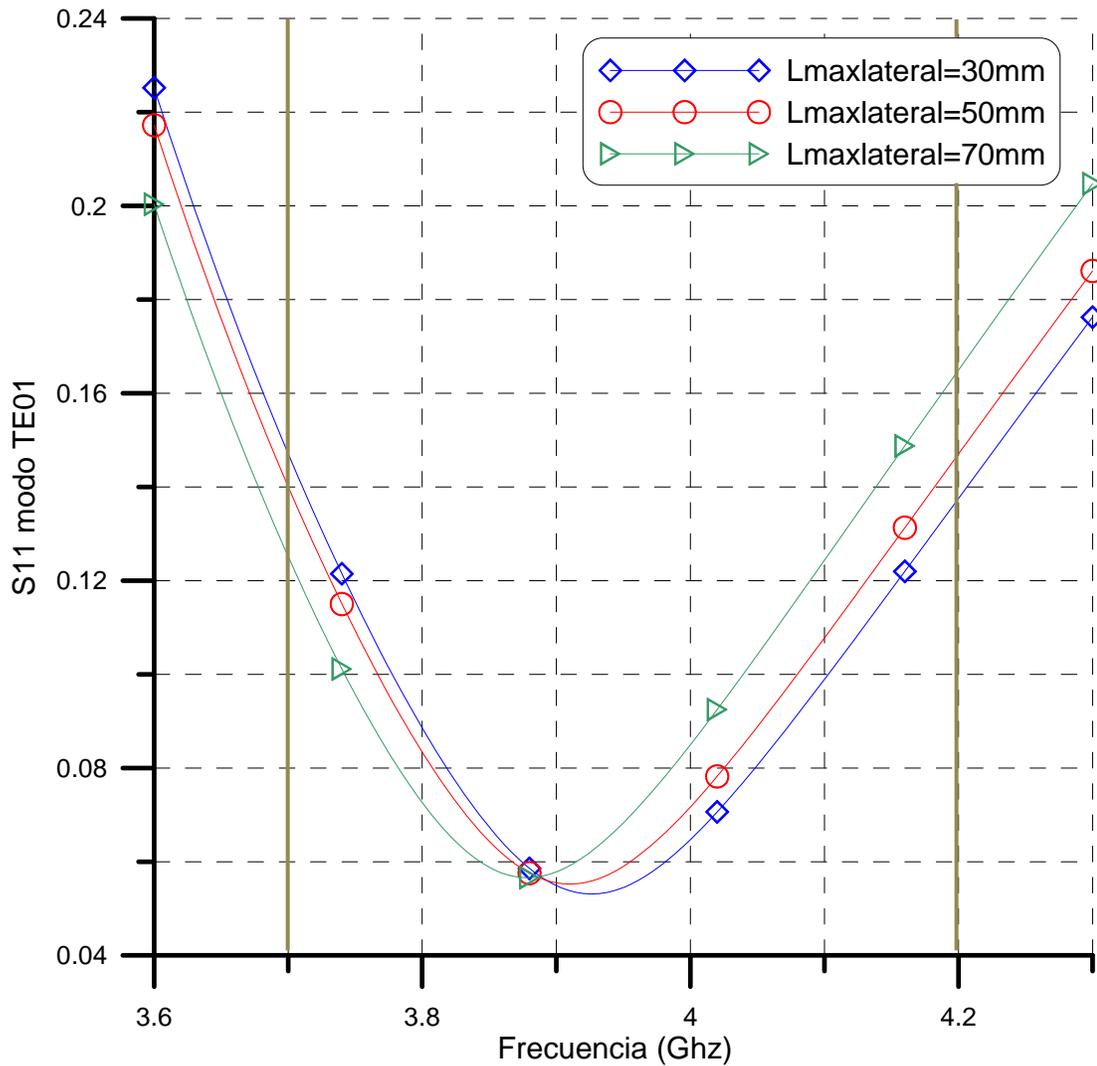
El efecto de los cambios en el otro extremo de la guía axial (Puerto 2) se muestra en la gráfica 9. Se efectuaron variaciones de la longitud máxima para valores mayores a 200mm, ya que se debe garantizar una sección libre de la guía cuadrada posterior al septum, donde el modo TE_{10} pueda reordenarse para su posterior extracción.



Gráfica 9: $|S_{21}|$ (Modo TE_{10}) con variaciones en $L_{maxaxial}$

De la gráfica 9, se extrae que para valores de $L_{maxaxial}$ entre 220mm y 240mm, $|S_{21}|$ presenta pocas variaciones y adicionalmente posee valores aceptables en todo el ancho de banda de operación, por lo tanto se define, $L_{maxaxial}=220mm$.

También se verificó el efecto de la longitud de la guía lateral de la unión de guías de ondas sobre los parámetros S. Los resultados obtenidos para $|S_{11}|$ del modo TE_{01} se muestran en la gráfica 10.



Gráfica 10: $|S_{11}|$ (Modo TE_{01}) variando $L_{maxlateral}$

Los resultados indican que para valores alrededor de 50mm se presenta el mejor comportamiento del parámetro, sin embargo todo el rango en principio se puede considerar como valido, si se compara con los niveles de reflexión que se obtiene para el modo TE_{10} (gráfica 8), el cual presenta un $|S_{11}|$ alrededor de 0.2. Los parámetros restantes varían muy poco con los cambios de la longitud de la guía lateral.

Ya en esta etapa se han identificado los rangos dentro de los cuales se pueden variar los diferentes elementos de la unión de guías de ondas, evitando los cambios bruscos de varios de los parámetros dentro de la banda de operación, por lo tanto ahora el análisis se enfoca en mejorar de manera global los resultados obtenidos.

Una forma de reducir los niveles de reflexión en esta topología de OMT, consiste en realizar modificaciones en la forma del septum en el extremo que se solapa con la guía de ondas lateral (variable L_m). En la figura 35 se muestra el tipo de modificación usada con este fin.

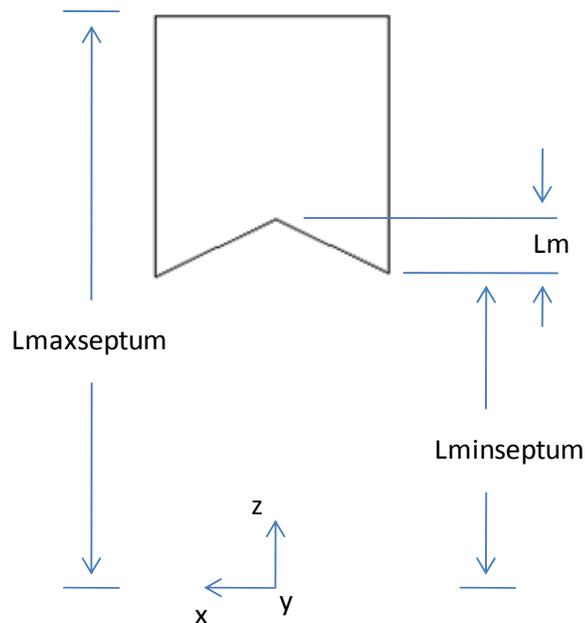
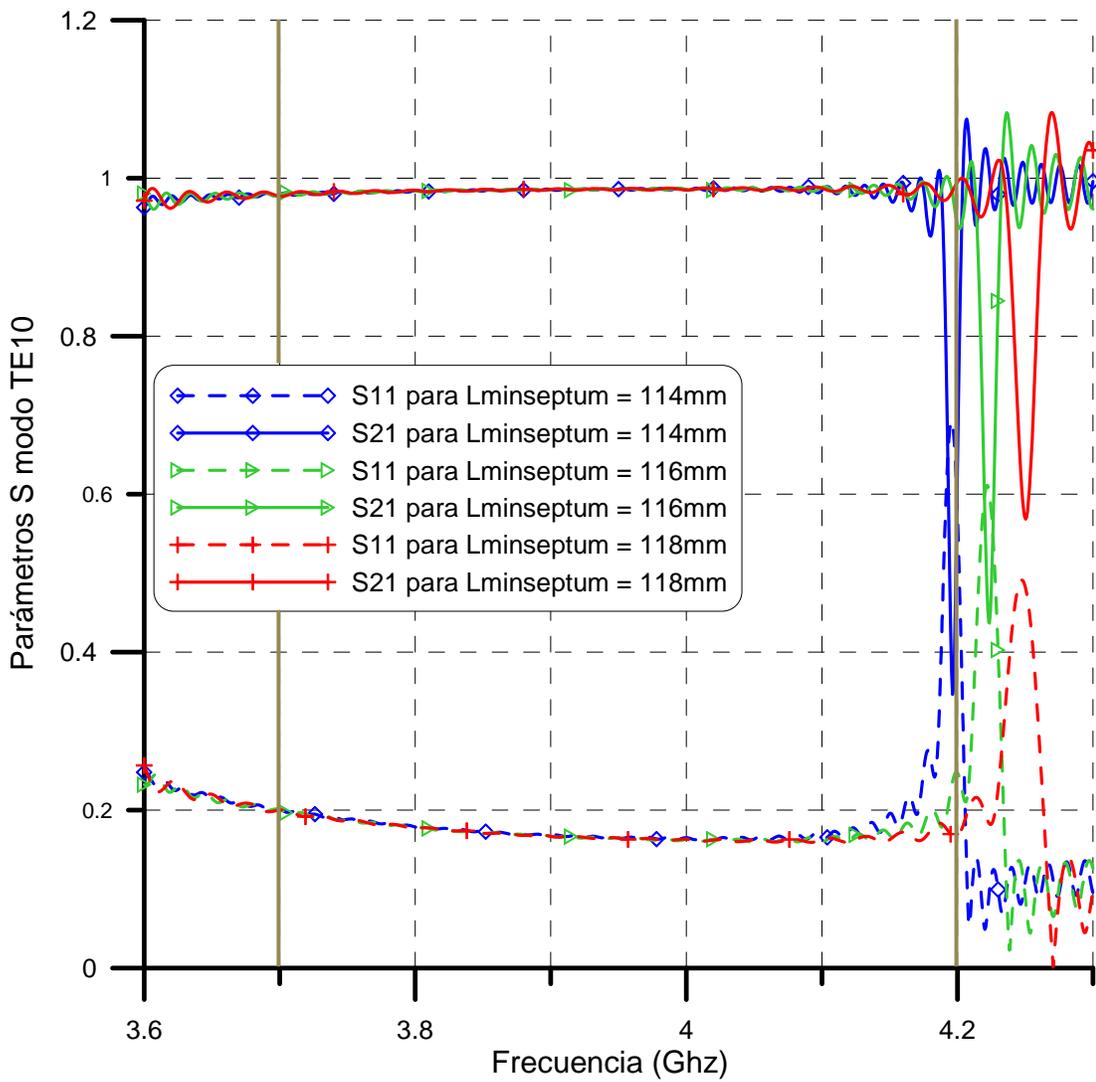


Figura 35: Septum con variaciones para la reducción de las reflexiones

La variable L_m , indica la profundidad de la muesca triangular que se hace en un extremo del septum. Para $L_m=0\text{mm}$ el septum toma nuevamente la forma cuadrada inicial, y si L_m toma valores negativos, el septum aumenta su longitud en la región central.

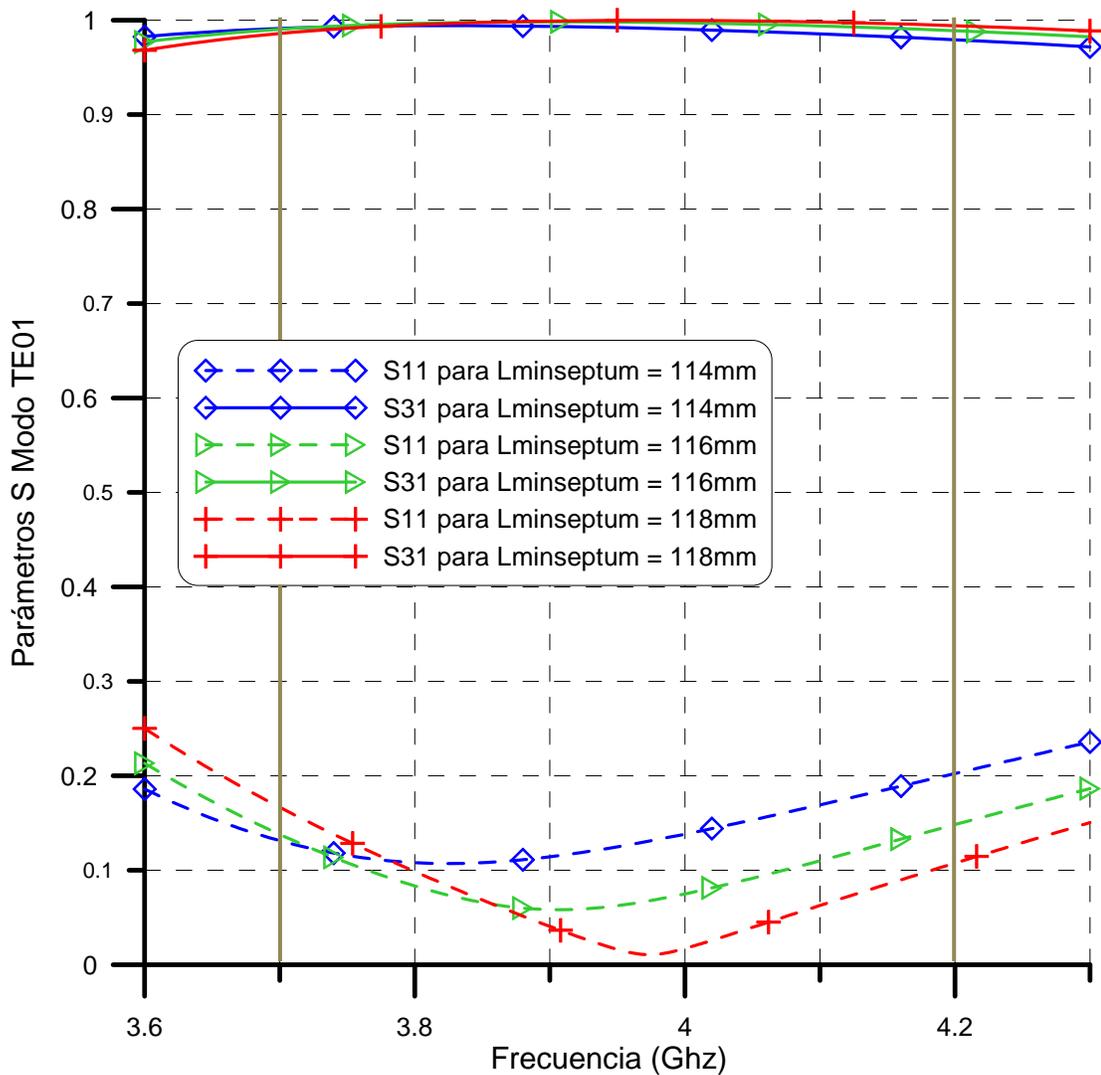
Se hicieron cambios en las distancias $L_{\text{minseptum}}$ y L_m , el procedimiento seguido consistió en mantener fijo $L_{\text{minseptum}}$ y realizar variaciones de L_m , posteriormente se modificó el valor de $L_{\text{minseptum}}$ y se repitió el procedimiento. Este método implica un gran número de combinaciones, por lo tanto se graficaron solo las más representativas del efecto de estos cambios en los parámetros de dispersión.

En la gráfica 11 se indica el comportamiento de los coeficientes de transmisión y reflexión del modo TE_{10} para $L_m = -4\text{mm}$ y $L_{\text{minseptum}}$ variando de 114mm a 118mm. El mejor resultado se obtiene para $L_{\text{minseptum}} = 118\text{mm}$ por que permite que el cambio brusco de ambos parámetros este más alejado de la frecuencia superior de la banda de operación. En todos los casos el valor de $|S_{11}|$ tiene el mismo comportamiento dentro de la banda de operación.



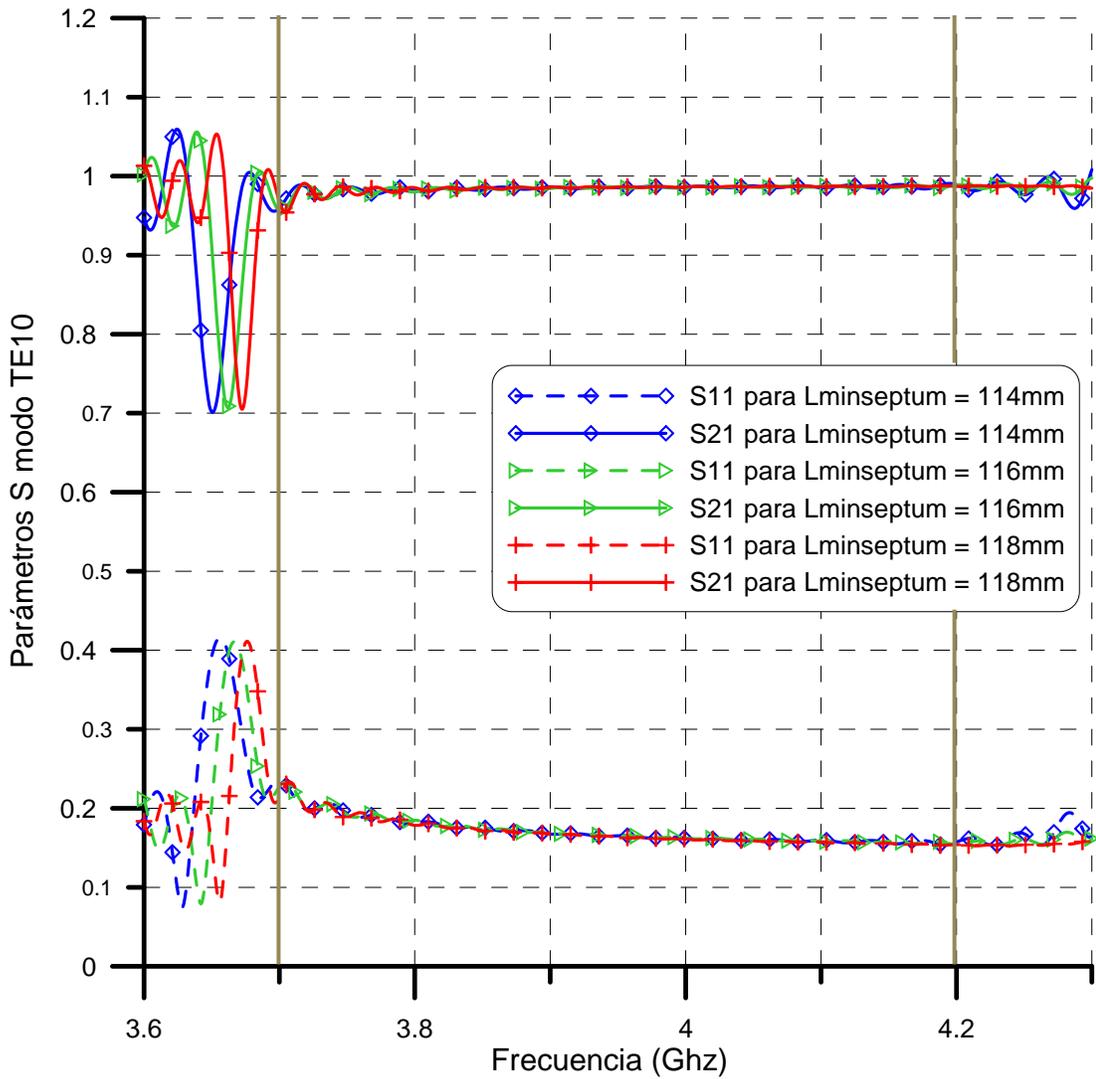
Gráfica 11: $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ en función de $L_{minseptum}$ para $L_m = -4\text{mm}$ (TE_{10})

La gráfica 12, indica los coeficientes de transmisión y reflexión para el modo TE_{01} , en este caso para ninguno de los dos se observan cambios abruptos, y es nuevamente para $L_{minseptum}=118\text{mm}$ donde se tiene el mejor comportamiento.



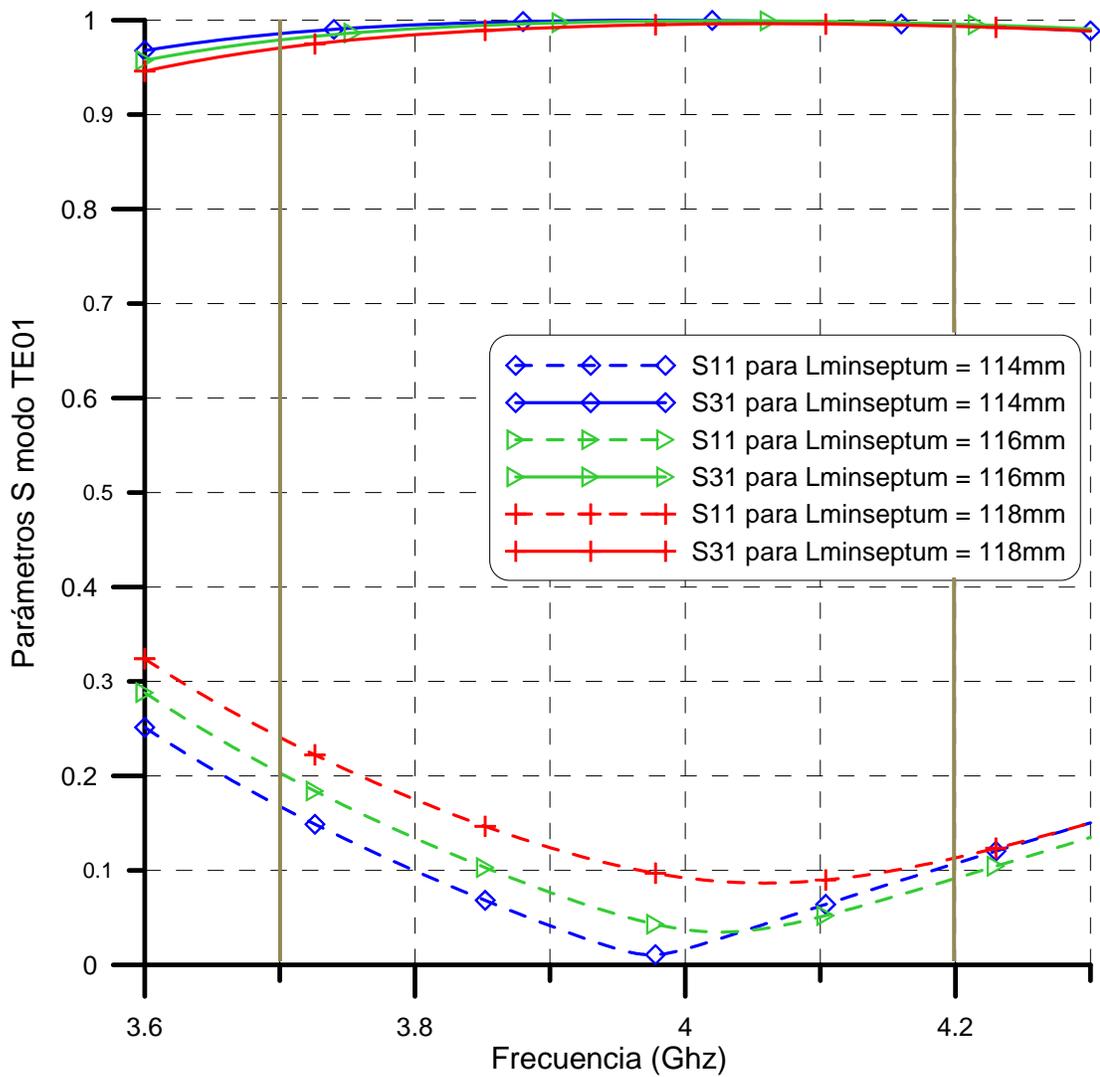
Gráfica 12: $|S_{11}|$ y $|S_{31}|$ en función de $L_{minseptum}$ para $L_m = -4\text{mm}$ (TE_{01})

Las gráficas 13 y 14 muestran los resultados del mismo estudio con $L_m=4\text{mm}$. Comparando con el caso anterior, los resultados son muy similares en cuanto al comportamiento de los parámetros de dispersión dentro de la banda de operación, no obstante la magnitud del pico que se observa en ambos parámetros es menor, por lo que se concluyo que el mejor resultado se obtiene con valores de L_m positivos.



Gráfica 13: $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$ en función de $L_{minseptum}$ para $L_m = 4\text{mm}$ (TE_{10})

En la gráfica 14 se indican los resultados para $|S_{11}|$ y $|S_{31}|$ con $L_m = 4\text{mm}$ (Modo TE_{01})



Gráfica 14: $|S_{11}|$ y $|S_{31}|$ en función de $L_{minseptum}$ para $L_m = 4\text{mm}$ (TE_{01})

La grafica 14 permite ver que el mejor valor de $|S_{11}|$ en toda la banda de operación se obtiene con $L_{minseptum} = 114\text{mm}$.

Basado en los resultados obtenidos hasta el momento, se observa una tendencia en el comportamiento de los coeficientes de reflexión. Para el modo TE_{10} , el valor de $|S_{11}|$ es superior a 0.1 en toda la banda de operación, independientemente de los cambios en las diferentes variables que definen la estructura (gráficas 1, 3, 5, 8, 11 y 13). Para el modo TE_{01} , se logra disminuir el parámetro $|S_{11}|$ por debajo 0.1 en

más del 50% de la banda de operación (gráfica 10). Este comportamiento indica la necesidad de introducir otro tipo de variable en la estructura que permita reducir el valor de $|S_{11}|$ para el modo TE_{10} . Como se ha observado, el comportamiento de la estructura esta determinado principalmente por las dimensiones del septum ($L_{maxseptum}$, $L_{minseptum}$ y L_m), por lo tanto, se planteó el uso de un segundo septum, situado en el medio de la guía de ondas lateral de la unión, como se aprecia en la figura 36.

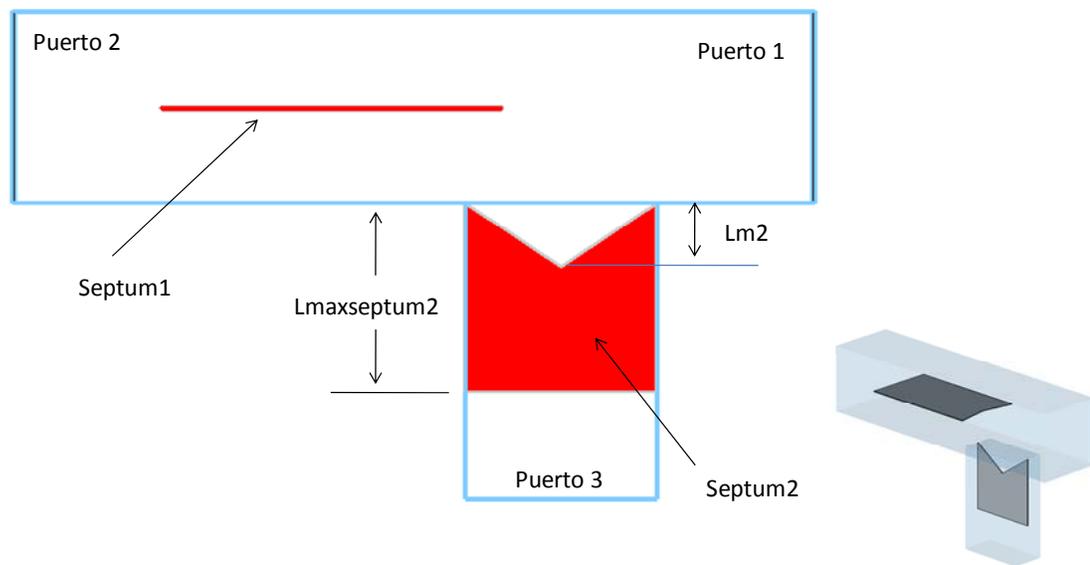


Figura 36: Unión de guías de ondas con dos septum

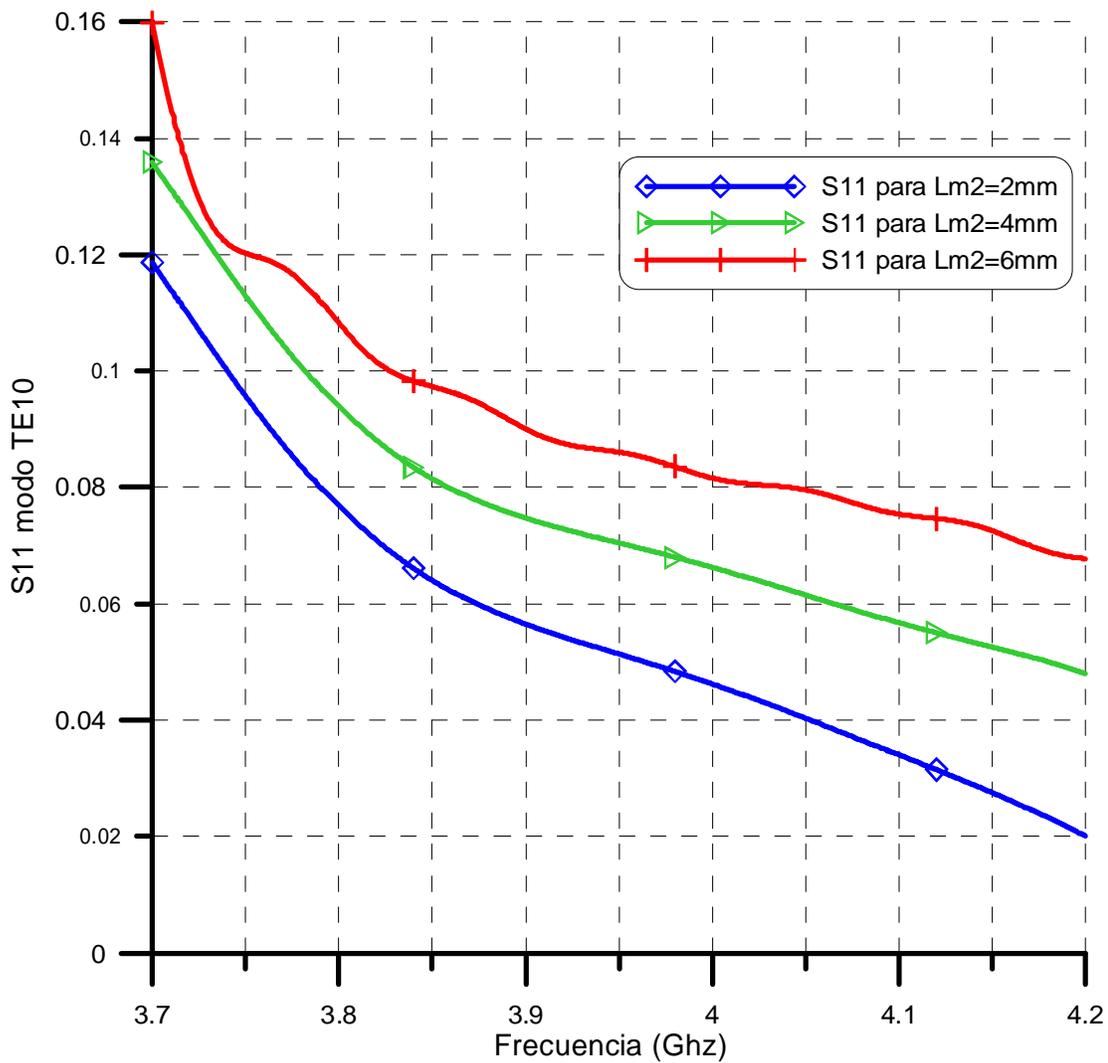
En el caso de la unión de guías de ondas con un solo septum, al introducir la variable L_m en la estructura se logró un mejor ajuste de los parámetros, por lo tanto en el segundo septum se planteó una variación similar, definiendo una nueva variable L_{m2} , además de una variable $L_{maxseptum2}$ que indica la longitud del septum medida desde el extremo donde la guía de ondas lateral está en contacto con la guía de ondas axial hasta el extremo más cercano al puerto 3 (figura 36). La posición del septum2 respecto a la guía de ondas axial en este caso se mantuvo fija.

El valor inicial de $L_{maxseptum2}$ se tomo con el mismo criterio del primer septum, el menor valor recomendado debe ser la mitad de la longitud de onda para la

frecuencia $f=3.7\text{GHz}$, por lo tanto las variaciones de $L_{\text{maxseptum}}$ se realizaron en el rango de 40mm a 50mm.

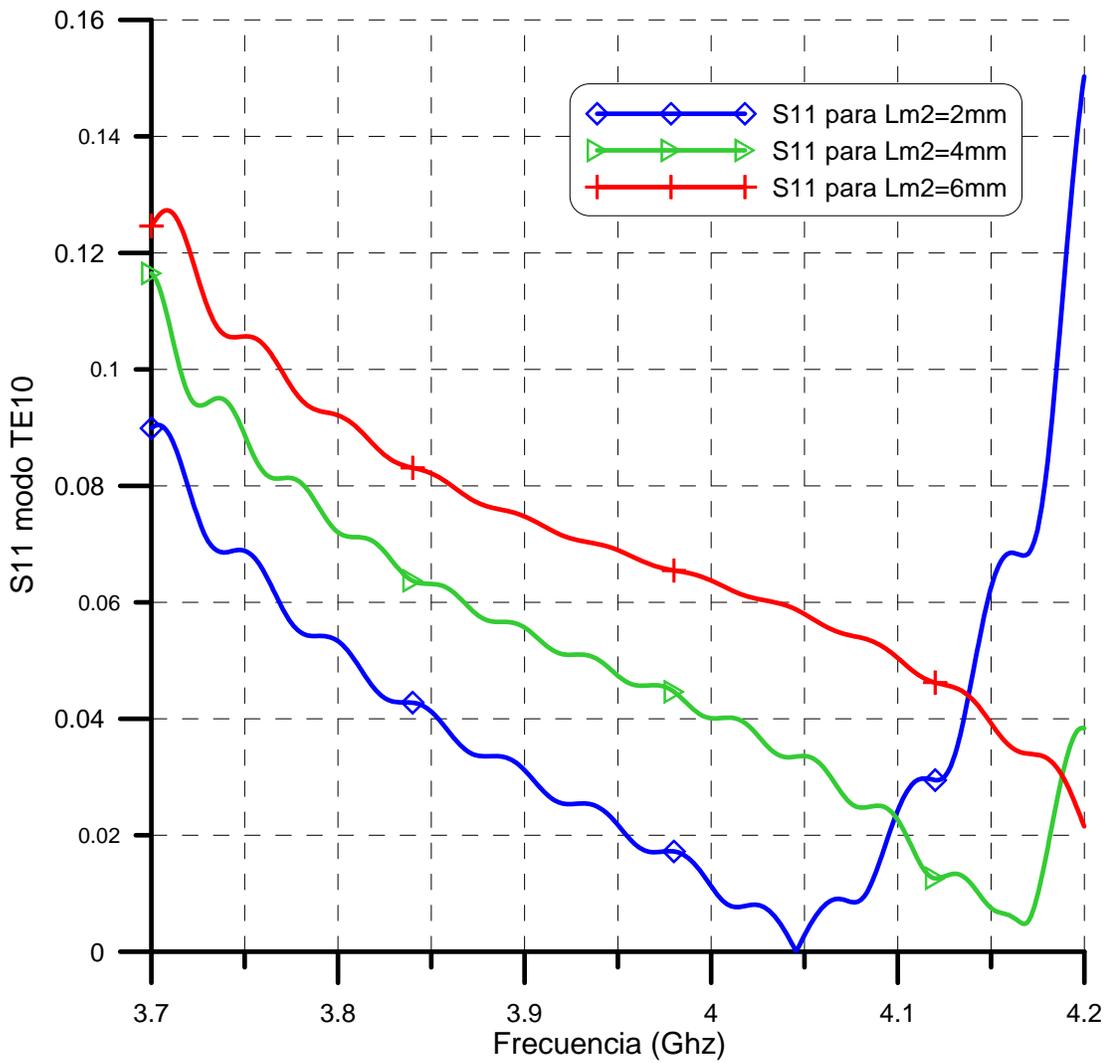
El modo que ha presentado mayor desacoplamiento es el TE_{10} , con un $|S_{11}|$ superior a 0.15 en la banda de operación completa, por esta razón el estudio del efecto del septum 2 en la estructura, se enfocó en este parámetro.

En la gráfica 15 se indica el comportamiento de $|S_{11}|$ cuando $L_{\text{maxseptum}}=40\text{mm}$ y L_{m2} varía de 2 a 4mm. Los resultados muestran una gran disminución de las reflexiones para el modo TE_{10} , teniendo un $|S_{11}|$ menor a 0.1, en más del 80% de la banda de operación para $L_{m2}=2\text{mm}$.



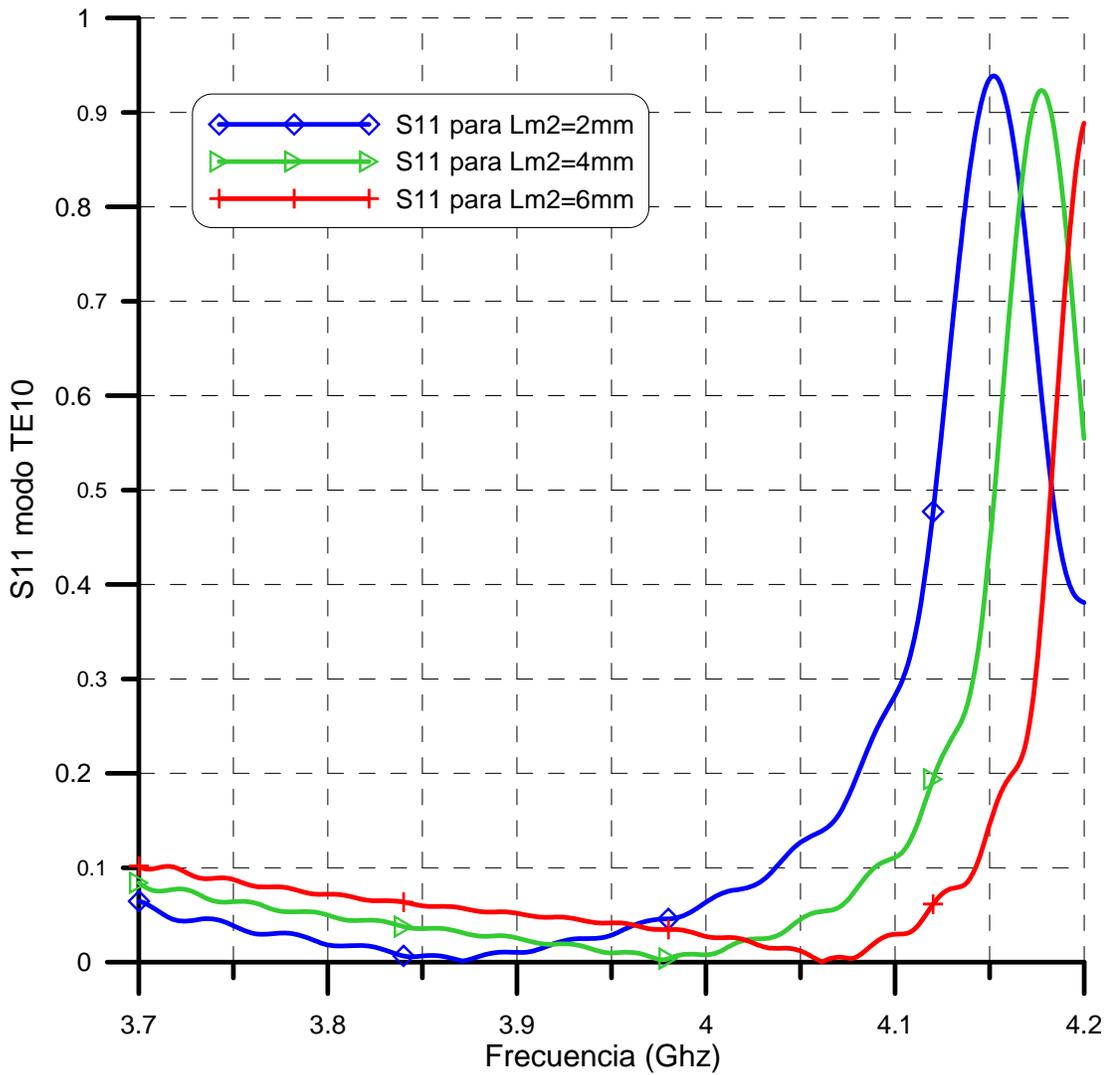
Gráfica 15: $|S_{11}|$ variando L_{m2} con $L_{\text{maxseptum}2}=40\text{mm}$ (TE_{10})

Un mejor resultado se obtuvo con $L_{\text{maxseptum}2} = 45\text{mm}$. Si se observa la gráfica 16, para valores de L_{m2} entre 2mm y 4mm, $|S_{11}|$ es menor a 0.1 en más del 90% de la banda de operación.



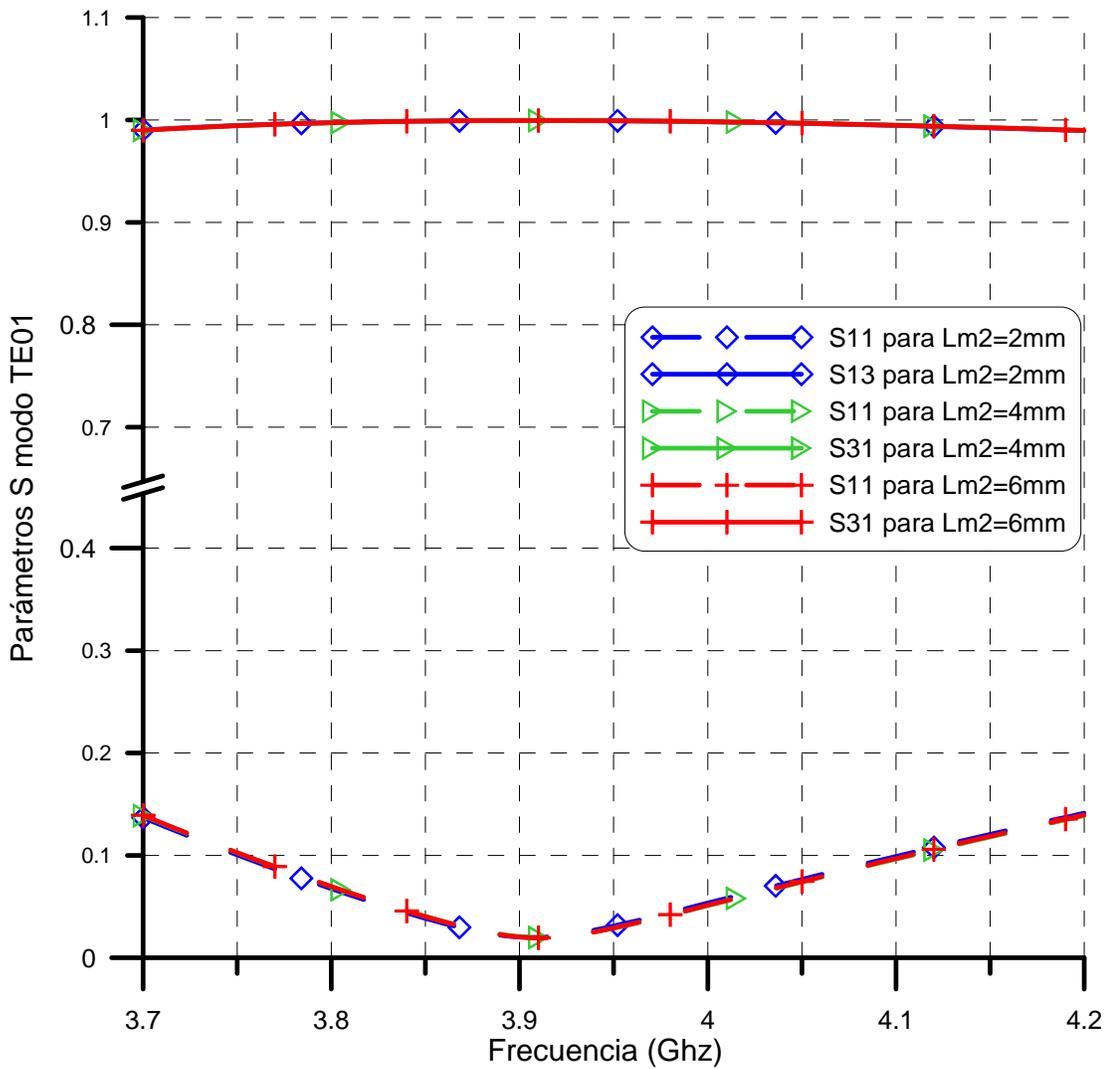
Gráfica 16: $|S_{11}|$ variando L_{m2} con $L_{\text{maxseptum}2}=45\text{mm}$ (TE_{10})

La gráfica 17 representa el caso de L_{m2} variando de 2mm a 6mm nuevamente pero para un valor de $L_{\text{maxseptum}2}=50\text{mm}$. Se aprecia un fuerte desacoplamiento para $L_{m2}=2\text{mm}$ y $L_{m2}=4\text{mm}$, para el valor $L_{m2}=6\text{mm}$ disminuye este desacoplamiento, pero aún es mayor que el logrado en los casos anteriores



Gráfica 17: $|S_{11}|$ variando L_{m2} con $L_{maxseptum2}=50\text{mm}$ (TE_{10})

En la gráfica 18 se indican los coeficientes de reflexión y transmisión para el modo TE_{01} . Se puede apreciar que los cambios de L_{m2} , influyen muy poco en los parámetros de dispersión. Sus valores se encuentran en todo el ancho de banda de operación dentro de las especificaciones de diseño.



Gráfica 18: $|S_{11}|$ y $|S_{31}|$ variando L_{m2} con $L_{maxseptum2}=40\text{mm}$ (TE_{01})

Para $L_{maxseptum2}=45\text{mm}$ y $L_{maxseptum2}=50\text{mm}$, el comportamiento de $|S_{11}|$ y $|S_{31}|$ es el mismo que se observó con $L_{maxseptum}=40\text{m}$ para el modo TE_{01} . (Gráfica 18).

Fijando $L_{m2}=3\text{mm}$ y $L_{maxseptum}=45\text{mm}$, se logra el acoplamiento del modo TE_{10} y de la estructura completa del discriminador de polarización, que cumple con los criterios de diseño establecidos.

3.3.2 Transiciones de guías de ondas

El OMT debe poseer puertos de conexión con las siguientes características:

El puerto común de la unión de guías de ondas (figura 32), va a recibir la señal con las dos polarizaciones ortogonales, a través de una bocina de sección transversal circular, por esta razón, se diseñó una transición que permite adaptar la guía circular de la bocina a la guía cuadrada que tiene el puerto común de la unión de guías de ondas.

El puerto 2 de la unión de guías de ondas debe conectarse a un puerto de sección rectangular que cumpla con las especificaciones de recepción de la banda C (Puerto WR229), por lo tanto se diseñó una transición que adaptase una guía de sección cuadrada a una de sección rectangular.

El puerto 3, se conecta a un puerto WR229, por lo que se diseñó una transición de una guía de sección rectangular a otra de sección rectangular, pero de diferentes dimensiones.

3.3.2.1 Transición de sección circular a cuadrada

La transición de sección circular a rectangular se realizó en forma escalonada con dos pasos de adaptación entre las guías. Debido a la forma de las secciones a conectar, los pasos de la transición se tomaron con secciones transversales cuadradas pero con los bordes redondeados, esto se hizo por dos razones, en primer lugar para garantizar un cambio gradual entre las secciones, y en segundo lugar para mantener la simetría de la estructura, porque a través de ella se propagan dos señales ortogonales con el mismo modo de propagación, lo que hace a la condición de simetría una característica indispensable en la estructura.

En la figura 37 se muestran las secciones de las guías de ondas que se van a conectar y la forma de los pasos de la transición con las variables que los caracterizan.

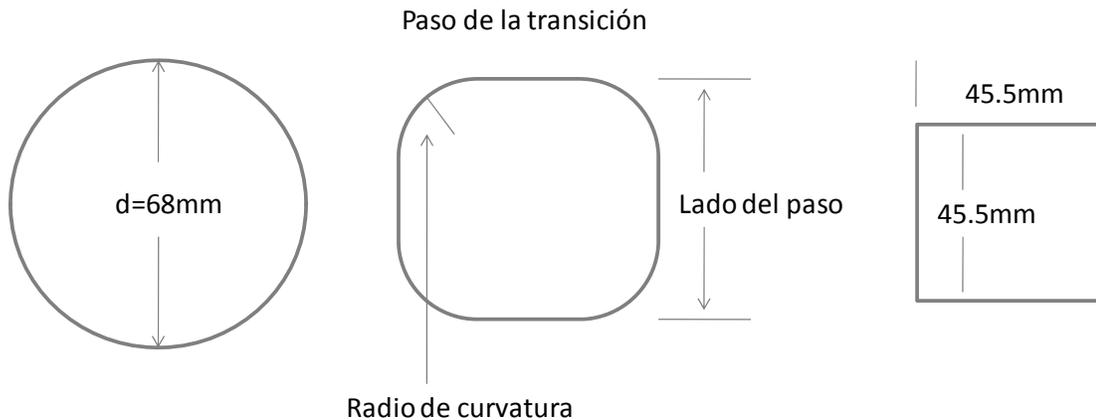


Figura 37: Sección transversal de los pasos de la transición circular - cuadrada

Los pasos de la transición se realizaron uno por uno, para esto se fijó el rango de valores que pueden tomar las variables que se indican en la figura 37. El radio de curvatura de los bordes redondeados de los pasos, no puede ser mayor al radio de la sección circular a conectar, y el lado del cuadrado de los pasos puede tener como valor mínimo, la longitud del lado de la guía cuadrada (Puerto 1 de la unión), y como valor máximo el diámetro de la guía circular. Todos estos criterios se escogieron con la finalidad de garantizar un cambio gradual entre las dos secciones.

En cuanto a la longitud de cada paso de la transición, se tomo como valor inicial el obtenido con la ecuación (32), y con este valor se procedió a definir la forma del paso. En los casos donde no se obtuvieron valores apropiados de los parámetros de dispersión o solo se buscaba una mejora de los mismos, se realizaron también ajustes del largo del paso.

En la figura 38 se observa la transición diseñada con solo un paso.

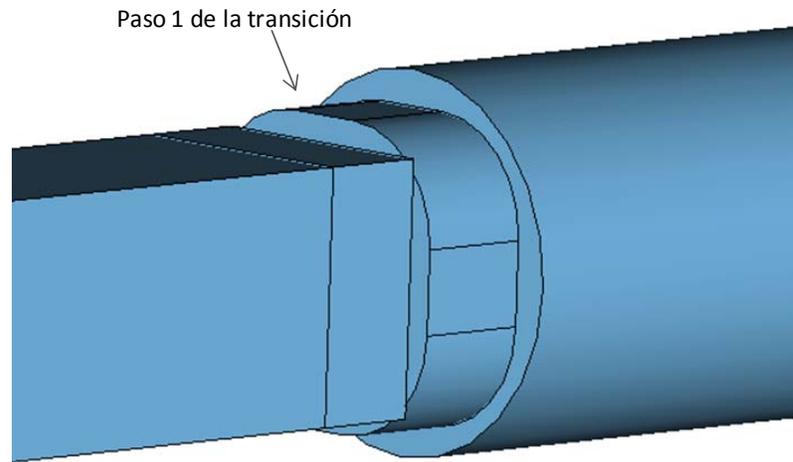
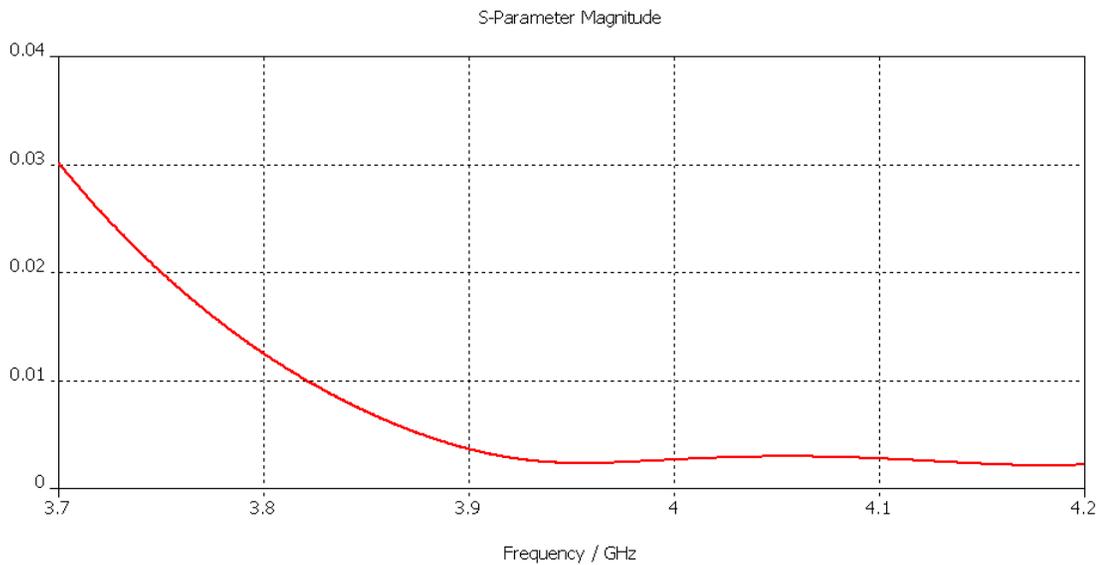


Figura 38: Transición circular – cuadrado con un solo paso

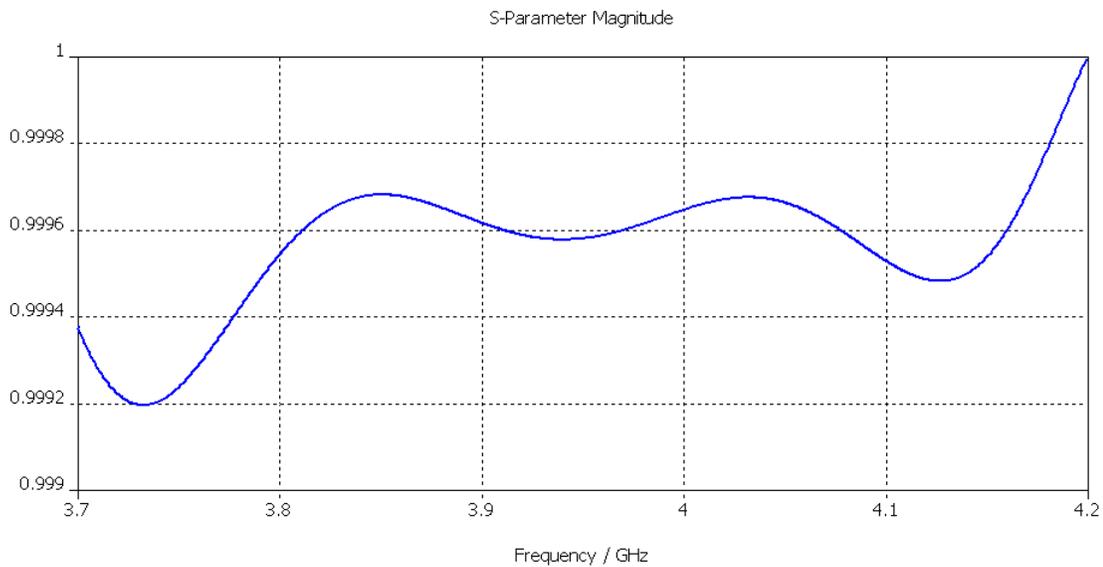
Para determinar si la transición funciona correctamente, se deben analizar los parámetros de dispersión $|S_{11}|$ y $|S_{21}|$, pero en este caso las condiciones de cada uno de ellos son más exigentes que el caso de la unión de guías de ondas, para garantizar que al conectar todas las etapas, no cambien fuertemente los valores obtenidos para la unión de guías de ondas sola.

En la gráfica 19 se indica el valor del coeficiente de reflexión de la transición con un solo paso.



Gráfica 19: $|S_{11}|$ de la transición circular – cuadrado con un solo paso

La gráfica 20 muestra el coeficiente de transmisión de la transición con un solo paso.



Gráfica 20: $|S_{21}|$ de la transición circular – cuadrado con un solo paso

Los valores obtenidos para ambos coeficientes son bastante aceptables, pero se busco mejorar de los resultados colocando un paso más en la transición. En este

caso, el rango de variación del lado del cuadrado del paso (figura 37), se restringió a valores superiores a la longitud del lado de la guía axial de la unión, e inferiores al lado del primer paso determinado. En la figura 39 se muestra la transición circular cuadrado completa, donde se puede apreciar el cambio gradual de la sección circular a la sección cuadrada.

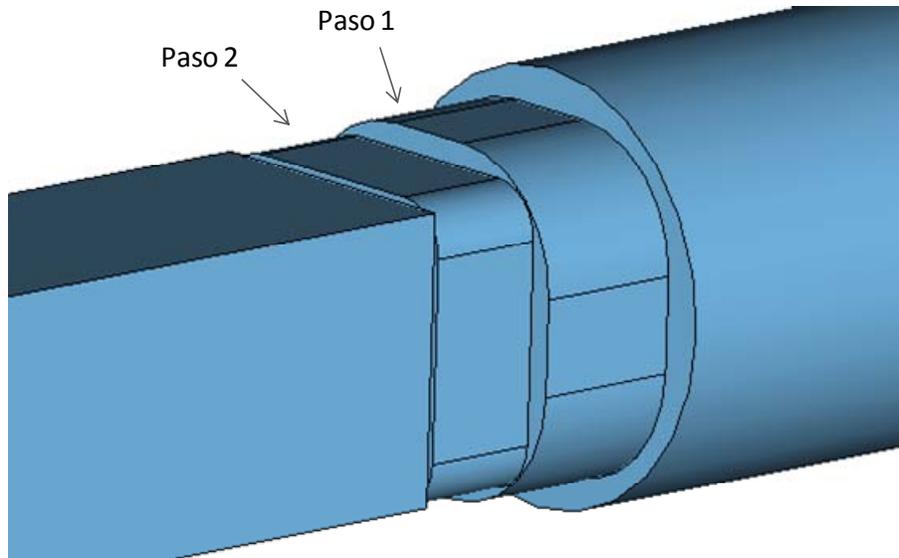
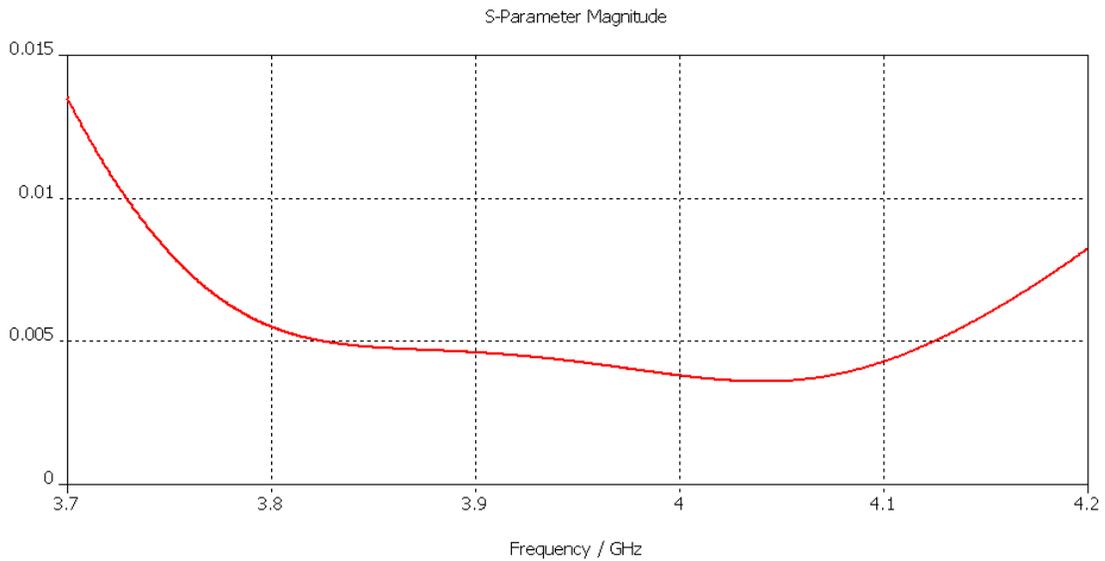


Figura 39: Transición circular – cuadrado completa

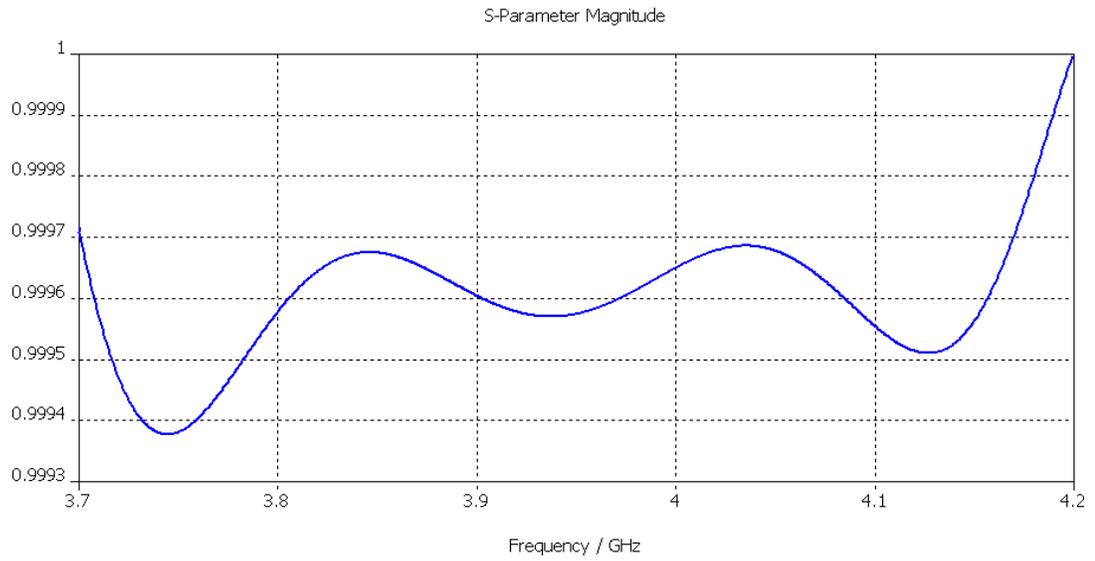
El coeficiente de reflexión de la transición completa se indica en la gráfica 21.



Gráfica 21: $|S_{11}|$ para la transición circular – cuadrado con dos pasos

El nivel de reflexión de la transición se logró disminuir en forma considerable. Se debe acotar que el parámetro $|S_{11}|$ de la gráfica 21 es el mismo para las dos polarizaciones ortogonales que se reciben de la bocina, esto se debe a que la estructura es simétrica, por lo tanto afecta de igual manera a las dos polarizaciones.

En la gráfica 22. Se observa el coeficiente de transmisión de la transición completa.



Gráfica 22: $|S_{21}|$ para la transición circular – cuadrado con dos pasos

3.3.3.2 Transición de sección cuadrada a rectangular

Las dimensiones de las guías de ondas tanto cuadrada como rectangular y las variables que se definieron para el paso de la transición se indican en figura 40.

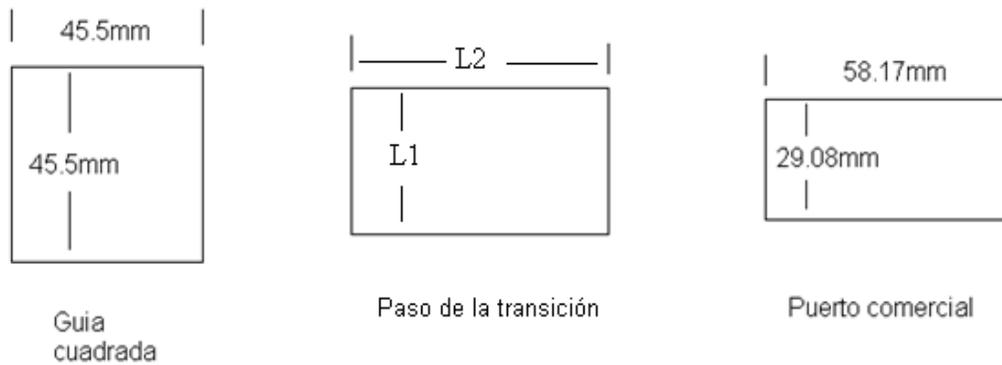


Figura 40: Elementos de la transición cuadrado-rectangular

Por el tipo de secciones a conectar, la forma de la sección transversal del paso se tomo rectangular, para garantizar variaciones graduales de una sección a otra. Para el diseño de la transición se siguió el mismo procedimiento de la transición de sección circular a sección cuadrada. En el estudio del primer paso, L1 se varió entre 39mm y 45.5mm, mientras que L2 tuvo un rango de variación de 45.5mm a 58.17mm, este último valor esta definido por el estándar WR229 para los puertos rectangulares de recepción en banda C, y la longitud inicial del paso se definió por la ecuación (32). El detalle de la transición se muestra en la figura 41.

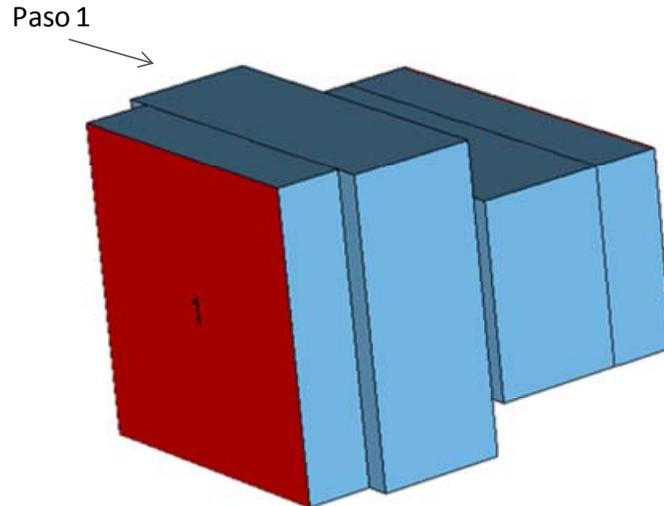
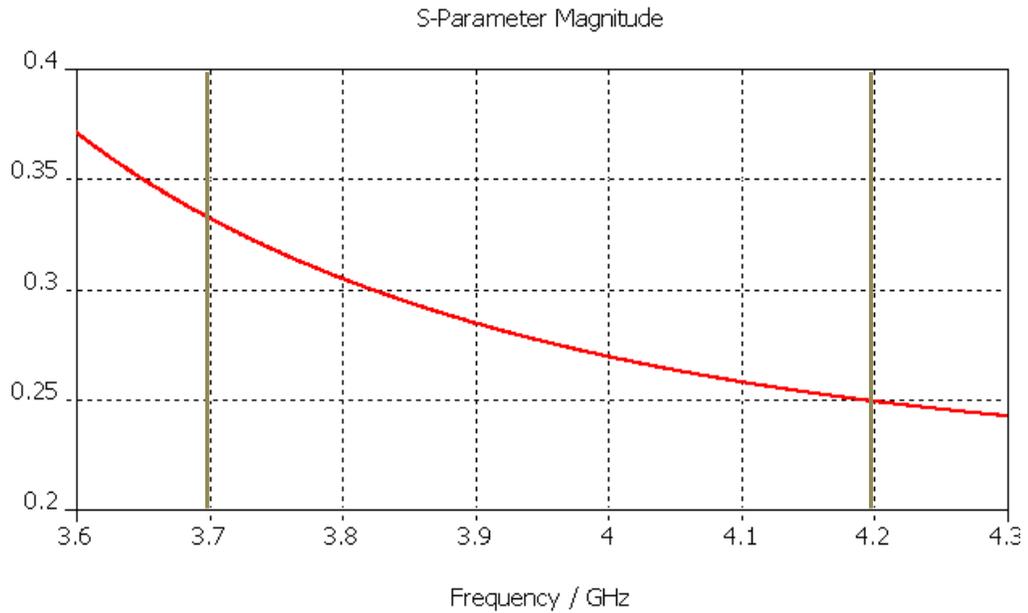


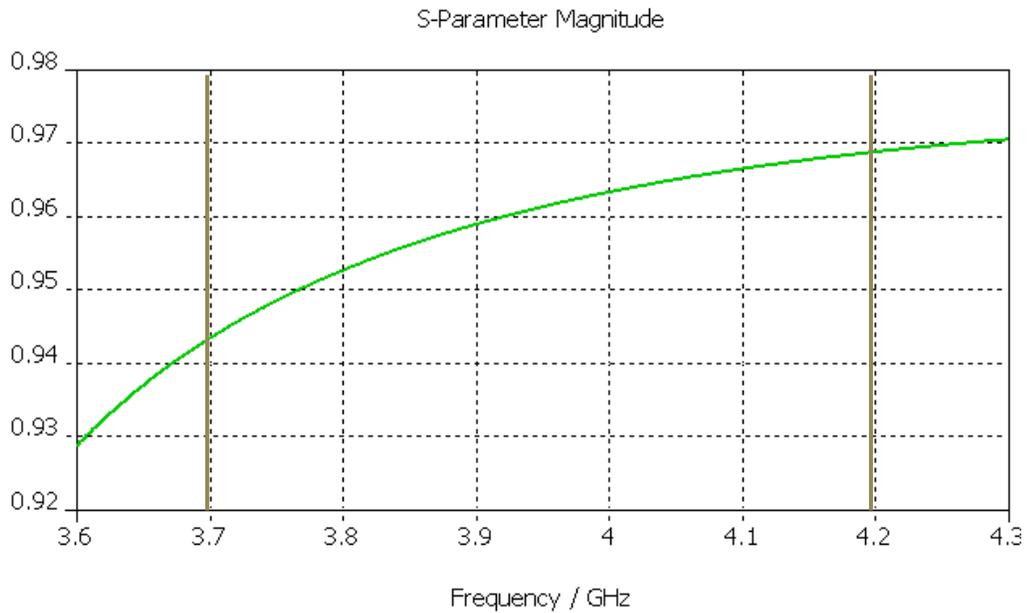
Figura 41: Transición de cuadrado a rectangular con un paso

En la gráfica 23 se indica el coeficiente de reflexión de la transición, con un solo paso.



Gráfica 23: $|S_{11}|$ de la transición cuadrado – rectangular con un solo paso

En cuanto a $|S_{21}|$ (gráfica 24), se observa que la transferencia es mayor a 0.94 en toda la banda de operación.



Gráfica 24: $|S_{21}|$ de la transición cuadrado – rectangular con un solo paso

En la transición con un solo escalón se obtuvieron valores del coeficiente de reflexión mayores a 0.32, lo cuales en términos operativos se consideran altos, por lo que se estimó conveniente agregar un segundo paso con la finalidad de mejorar el parámetro $|S_{11}|$.

Para el diseño del segundo paso de la transición, las variaciones de L1 se establecieron en el rango de 29.08mm a 45.5mm, y para L2 se establecieron entre 53mm y 58.17mm.

La transición completa de cuadrado a rectangular se ilustra en la figura 42. Se puede observar como el cambio de la sección cuadrada a la rectangular se hace en forma gradual, en las dos variable L1 y L2

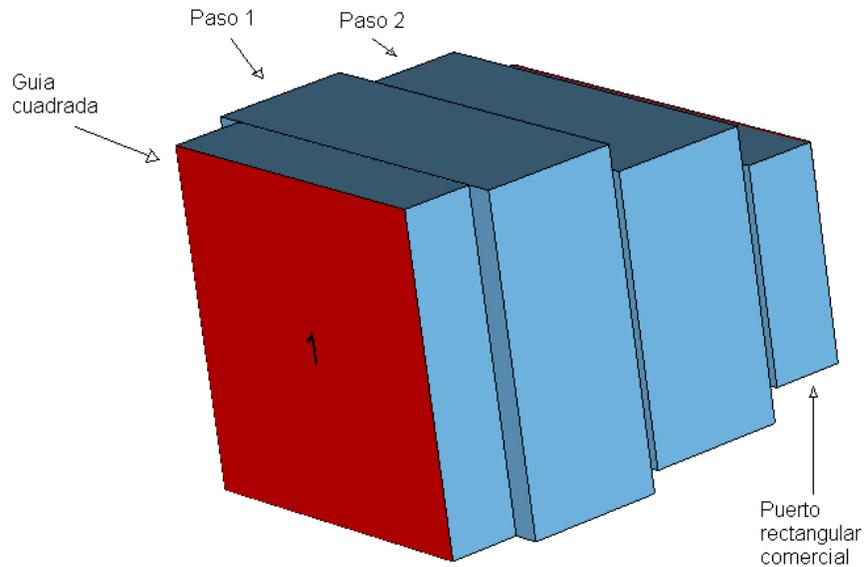
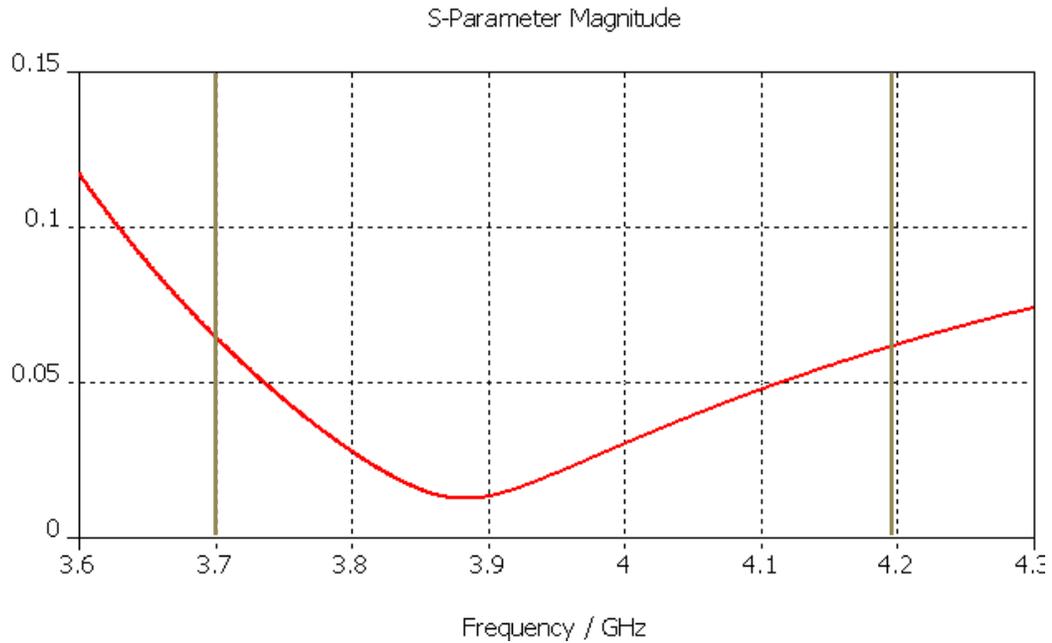


Figura 42: Transición completa de cuadrado a rectangular

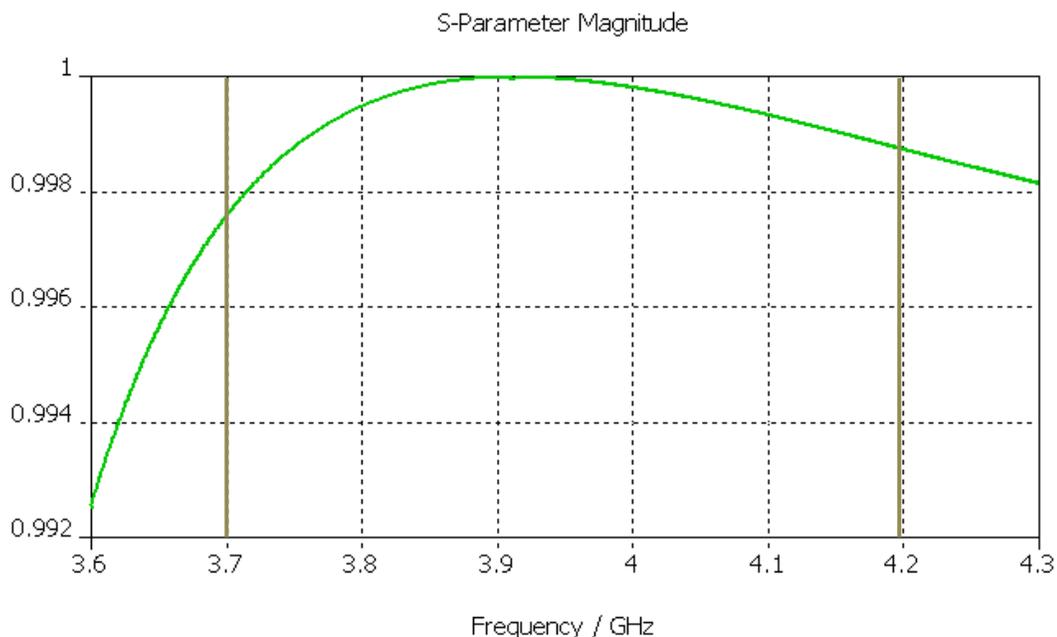
El coeficiente de reflexión de la transición completa se observa en la gráfica 25.



Gráfica 25: Coeficiente de reflexión de la transición de cuadrado a rectangular

Los valores del coeficiente de reflexión para esta transición son inferiores a 0.075, en toda la banda de operación.

La gráfica 26 indica el coeficiente de transmisión de la transición de cuadrado a rectangular completa.



Gráfica 26: Coeficiente de transmisión de la transición de cuadrado a rectangular

Los valores del coeficiente de transmisión para la transición de cuadrado a rectangular, son superiores a 0.9997, en todo el ancho de banda, siendo un valor apropiado para una transición.

3.3.2.2 Transición de sección rectangular a rectangular

Esta transición se realizó por el mismo método de la transición de cuadrado a rectangular, se definió la sección del paso de forma rectangular y de igual manera las variables L1 y L2 indicadas en la figura 40.

El primer paso se diseñó variando L1 de 22.75mm a 29.08mm, y L2 de 45.5mm a 58.17mm, y la longitud inicial del paso se obtuvo con la ecuación (32). La figura 43 muestra la transición de rectangular a rectangular con un solo paso.

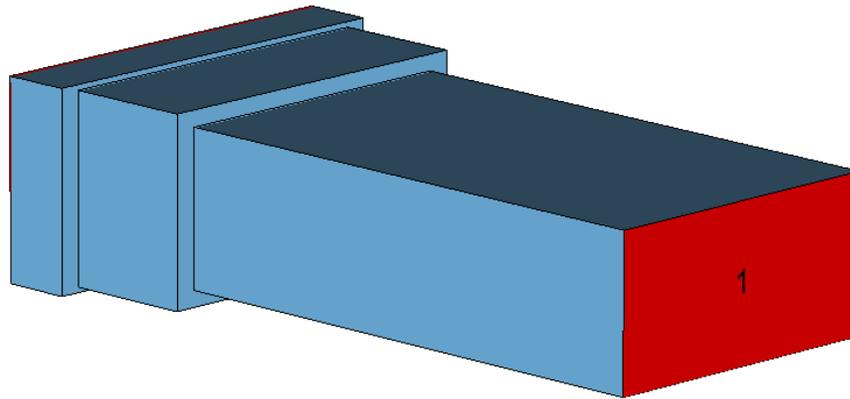
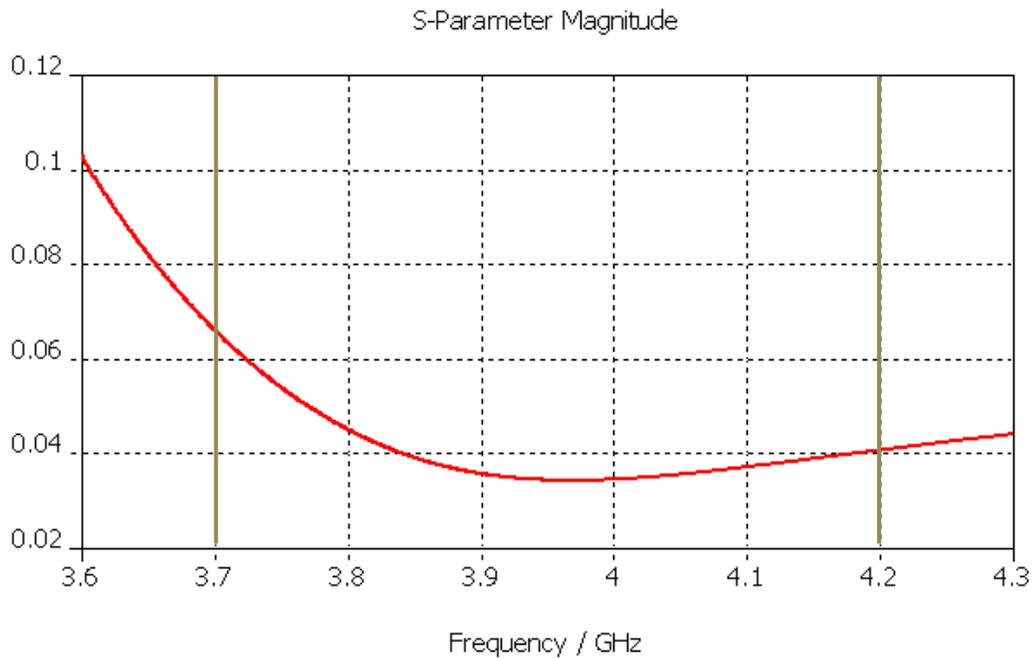


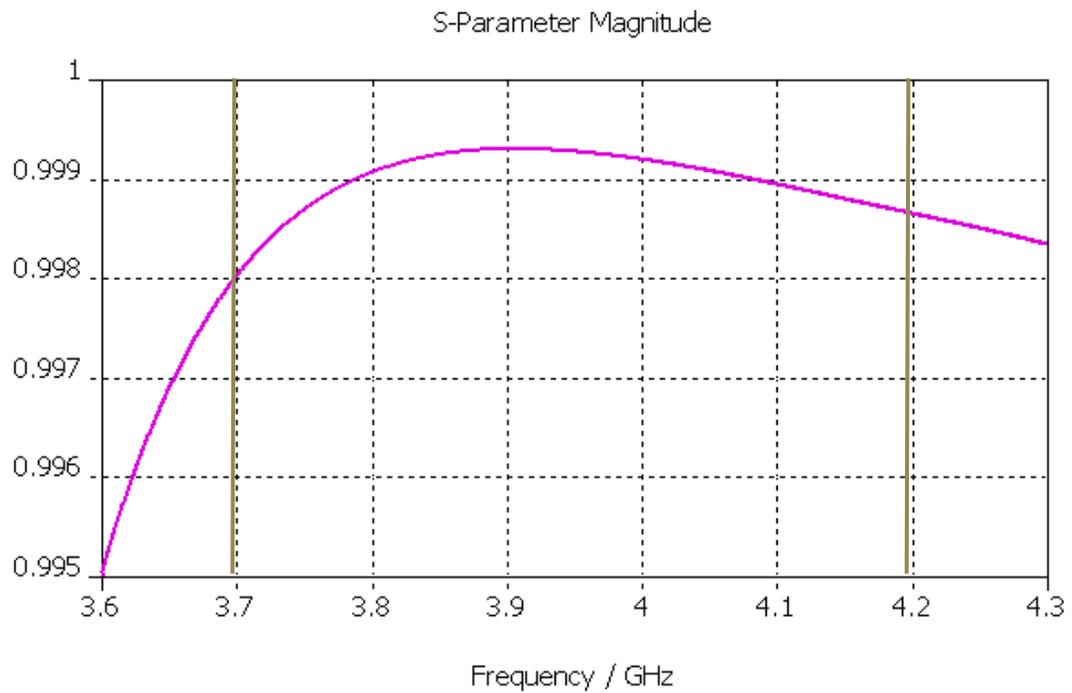
Figura 43: Transición de rectangular a rectangular completa

La gráfica 27 indica el coeficiente de reflexión de la transición con un solo paso. Se observa que $|S_{11}|$ se mantiene por debajo de 0.07 para toda la banda de operación, este valor es lo suficientemente bajo para tomarlo como válido, por lo tanto esta transición se diseñó con un solo paso.



Gráfica 27: $|S_{11}|$ de la transición de rectangular a rectangular

El valor de $|S_{21}|$ que se observa en la gráfica 28 es apropiado para una transición, ya que se encuentra por encima de 0.998 de 3.7Ghz a 4.2Ghz,



Gráfica 28: $|S_{21}|$ de la transición de rectangular a rectangular

3.4 Resultados del montaje final

Una vez diseñadas las tres transiciones y la unión de guía de ondas, se procedió a su interconexión. La estructura del OMT completo se muestra en la figura 44.

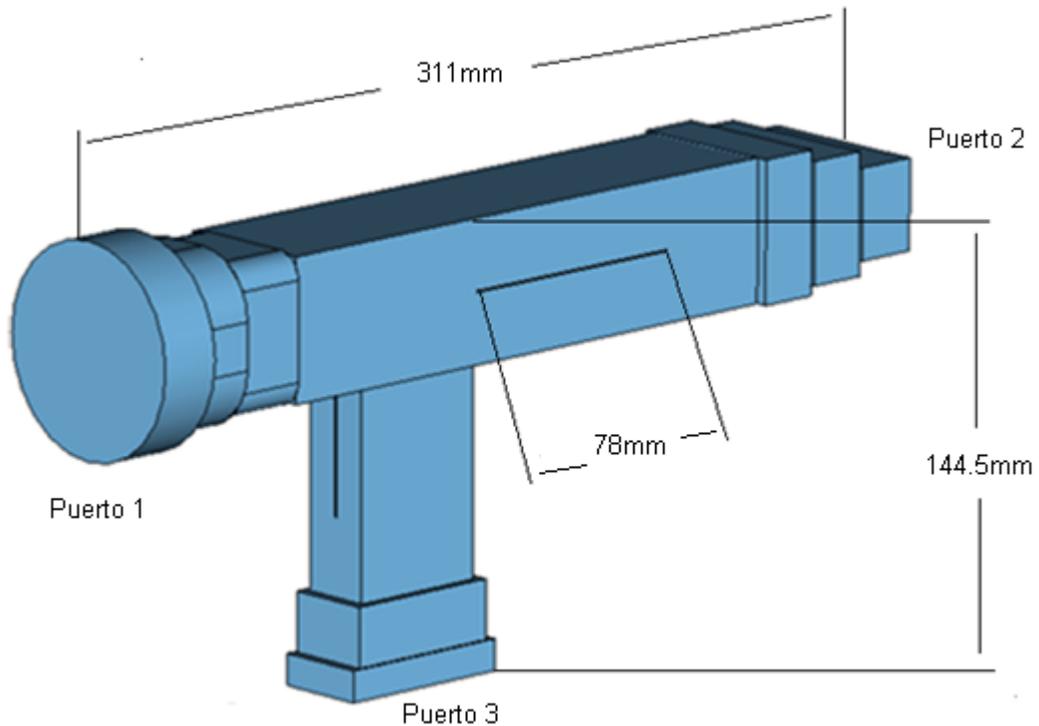


Figura 44: OMT completo

Como se observa en la figura 44, el dispositivo posee 3 puertos, donde el puerto al cual se conecta la bocina es de sección circular (Puerto1), y los puertos 2 y 3 son de sección rectangular (WR229).

Las dimensiones finales de la transición de sección circular a sección cuadrada se indican en la figura 45.

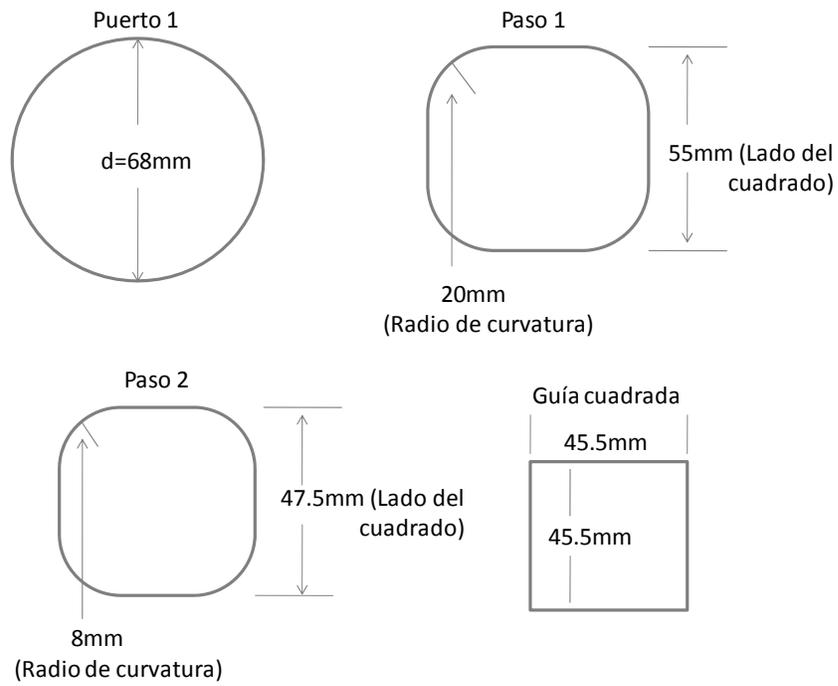


Figura 45: Dimensiones de la transición circular a rectangular

En la figura 46, se tiene una vista lateral de transición de cuadrado a rectangular con las longitudes de los dos pasos diseñados.

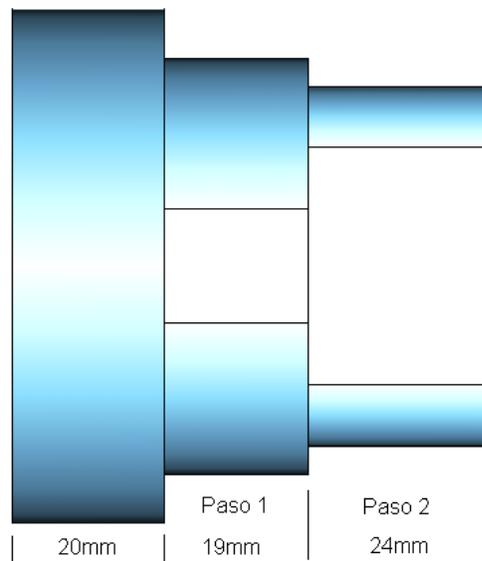


Figura 46: Longitud de los pasos de la transición de circular a cuadrado

A continuación se muestran los resultados finales de la transición de cuadrado a rectangular.

La figura 47, muestra las medidas finales de la sección transversal de los pasos de la transición de cuadrado a rectangular.

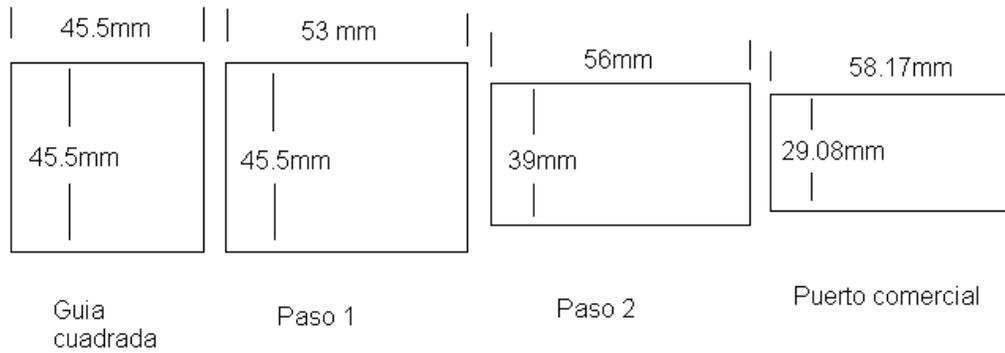


Figura 47: Dimensiones de los elementos de la transición de cuadrado a rectangular

En la figura 48, se indican las longitudes de los pasos de la transición y de la sección del puerto de conexión.

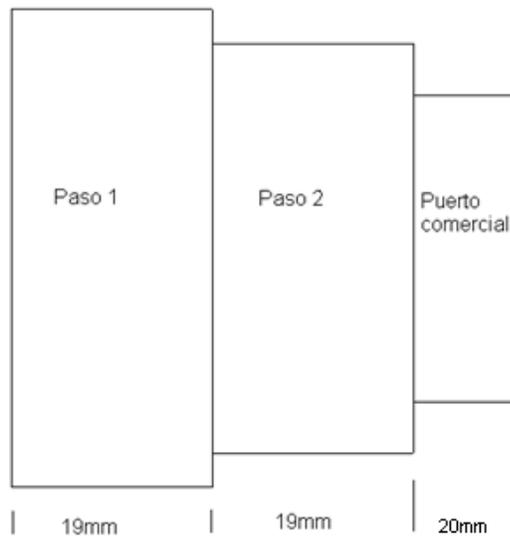


Figura 48: Vista lateral de la transición de cuadrado a rectangular

Los resultados siguientes son los valores finales obtenidos para la transición de rectangular a rectangular.

La figura 49 muestra los valores de los lados del paso de transición y de las secciones rectangulares que se conectan.

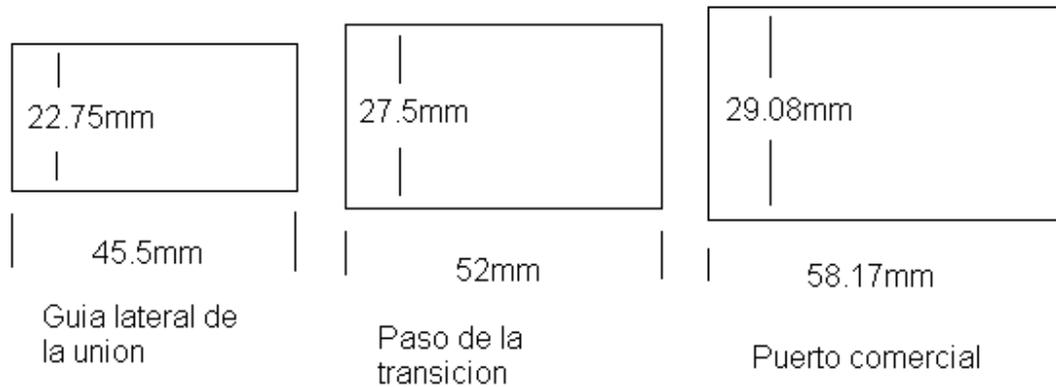


Figura 49: Dimensiones de la transición de rectangular a rectangular

En la figura 50, se indica la longitud de los pasos de la transición de rectangular a rectangular, y la longitud del puerto comercial.

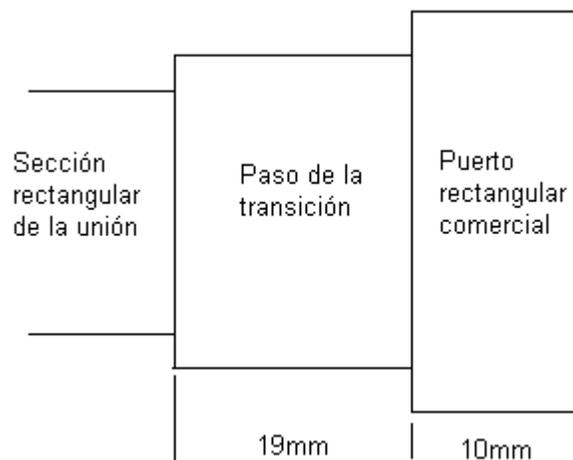
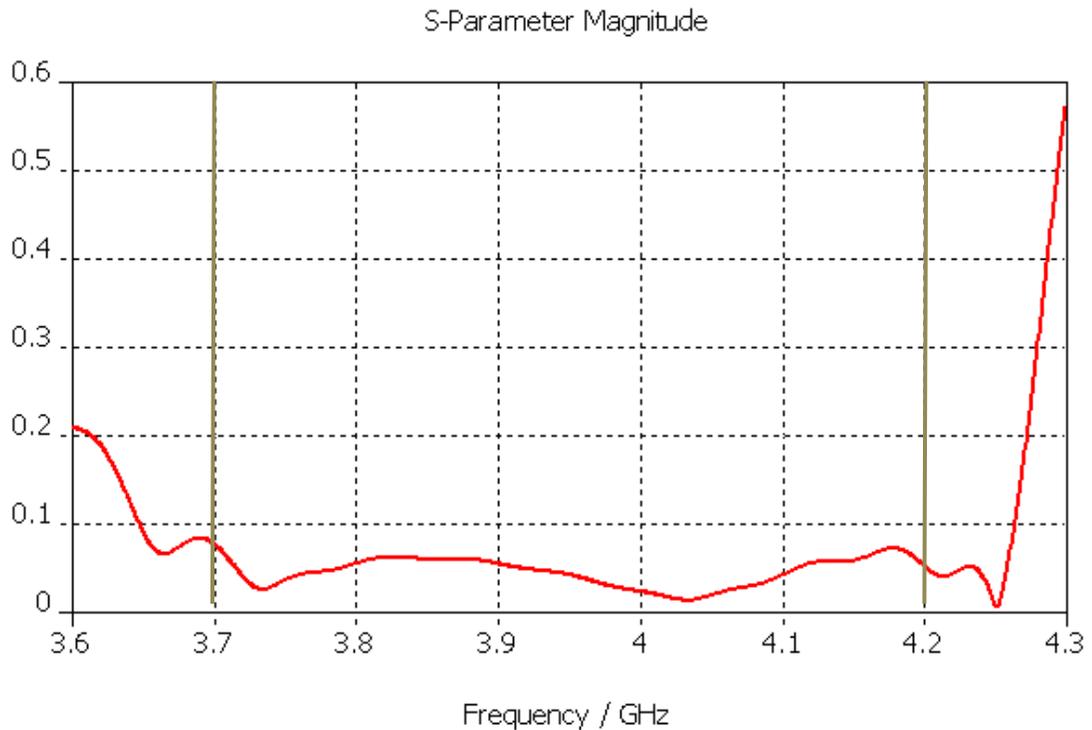


Figura 50: Dimensiones de los pasos de la transición de rectangular a rectangular

- OMT completo

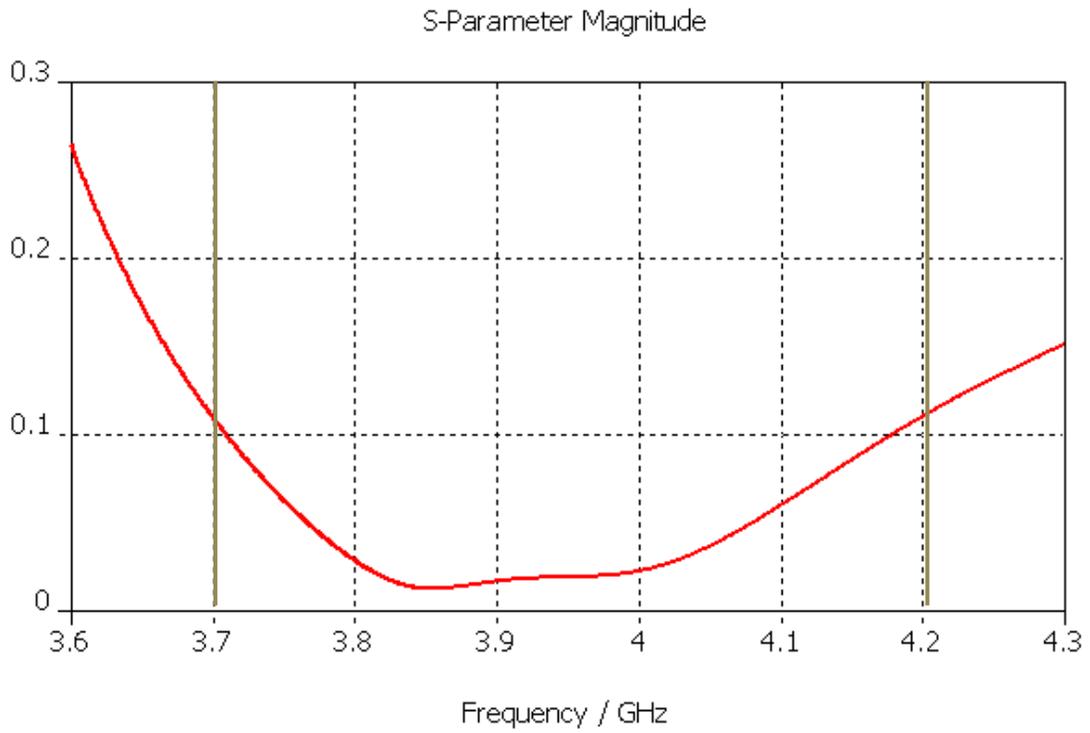
A continuación se grafican los parámetros de dispersión del OMT final

En la gráfica 29 se observa el coeficiente de reflexión para el modo TE_{10} , el parámetro presenta un valor inferior a 0.1 para toda la banda de operación, cumpliendo con las especificaciones de diseño.



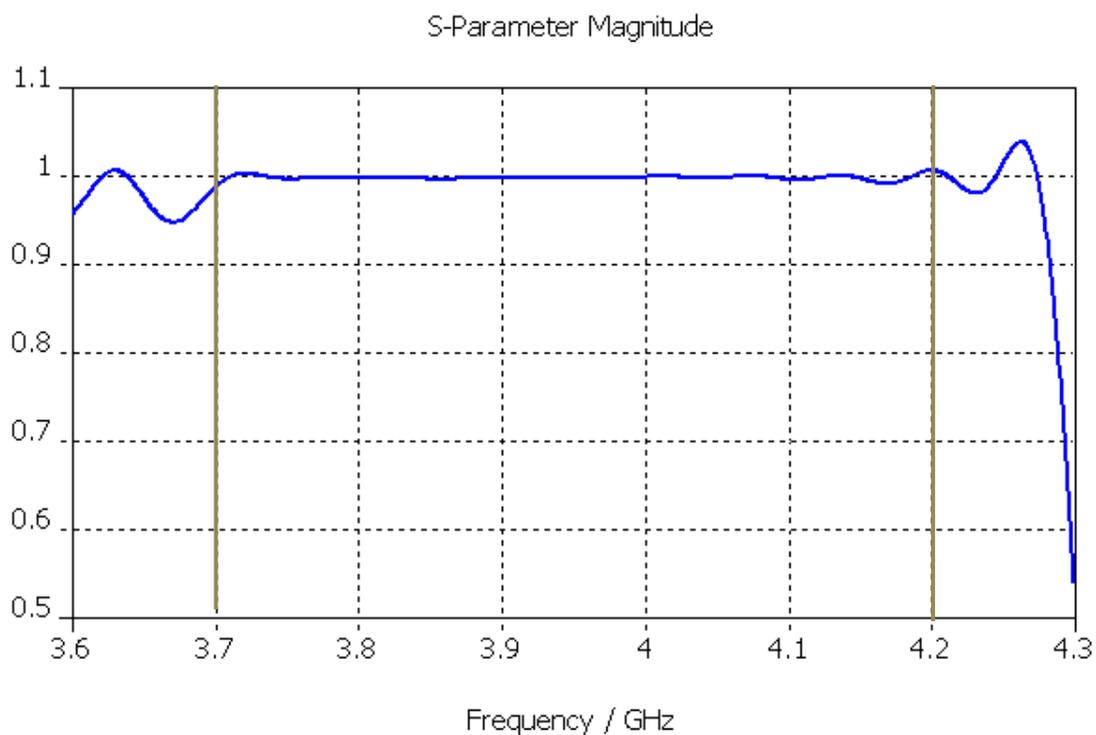
Gráfica 29: Coeficiente de reflexión del OMT para el modo TE_{10}

La gráfica 30, indica el coeficiente de reflexión cuando se excita el modo TE_{01} , este parámetro presenta valores inferiores a 0.1 en más del 90% de la banda de operación, y es menor a 0.15 en toda la banda de operación, valor máximo indicado para este parámetro en las especificaciones de diseño.



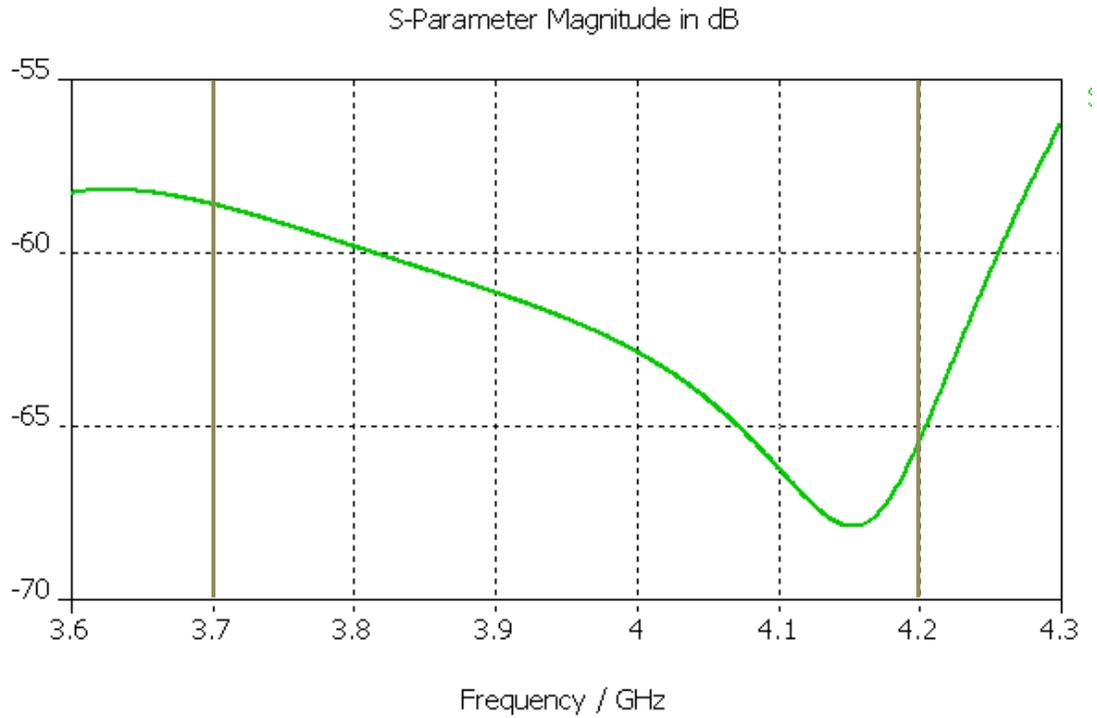
Gráfica 30: Coeficiente de reflexión del OMT para el modo TE_{01}

La gráfica 31, representa el coeficiente de transmisión ($|S_{21}|$) para el modo TE_{10} , presentando valores superiores a 0.95, en todo el rango de frecuencias.



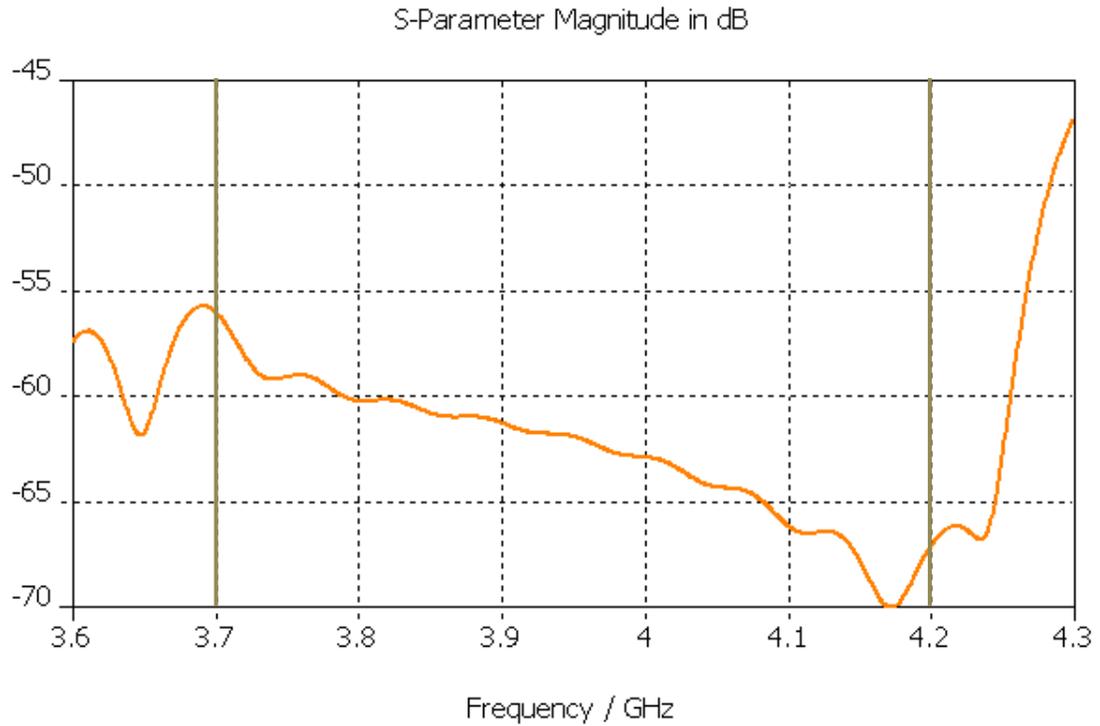
Gráfica 31: Coeficiente de transmisión del OMT para el modo TE_{10}

El parámetro $|S_{21}|$ para el modo TE_{01} que representa el rechazo de polarización del puerto 2 para este modo de propagación se indica en la gráfica 32. Los valores que presenta en todo el rango de operación, cumplen con el mínimo de 30dB de rechazo indicado en las consideraciones de diseño.



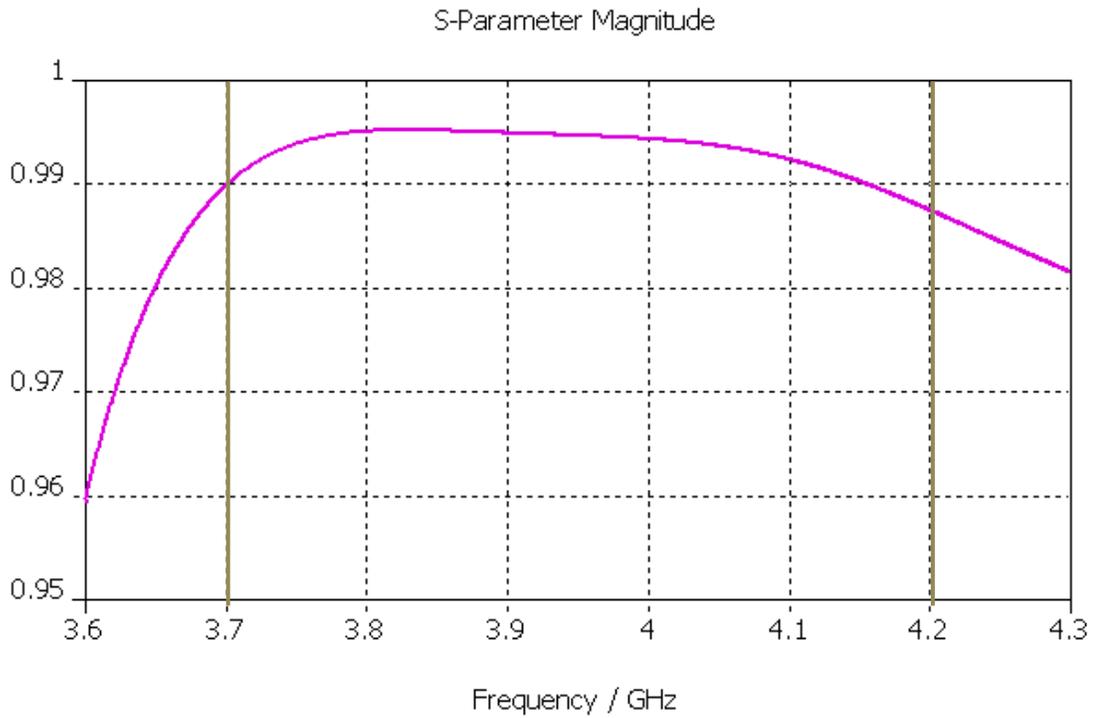
Gráfica 32: Parámetro $|S_{21}|$ del OMT para el modo TE_{01}

Los valores del parámetro de dispersión $|S_{31}|$ para el modo TE_{10} se indican en la gráfica 33, mostrando un valor máximo alrededor de -55db, lo que representa un rechazo apropiado de este modo hacia el puerto 3.



Gráfica 33: Parámetro $|S_{31}|$ del OMT para el modo TE_{10}

El último parámetro de dispersión analizado para la estructura completa del OMT, es el parámetro $|S_{31}|$ para el modo TE_{01} , que representa el coeficiente de transmisión de esta polarización del puerto 1 hacia el puerto 3 (gráfica 34). Este coeficiente presenta valores superiores a 0.98 para el rango de frecuencias de 3.7Ghz a 4.2Ghz.



Gráfica 34: Coeficiente de transmisión del OMT para el modo TE_{01}

Como se puede observar en las graficas 29, 30, 31, 32, 33 y 34 todos los parámetros de dispersión que caracterizan al OMT, cumplen con los criterios de diseño planteados.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se describió el procedimiento de diseño de un transductor ortomodal que trabaja en el segmento de recepción de la banda C, con un rango de frecuencias entre 3.7Ghz y 4.2Ghz. El dispositivo se diseñó con puertos de conexión de guías de ondas de características comerciales (Puerto WR229), a través de los cuales se extraen las señales procesadas, y un puerto de sección circular para la conexión del OMT con la bocina que proporciona las señales ortogonales.

Para el diseño, se revisaron diferentes topologías y se seleccionó una que no requiere de altos niveles de precisión para su implementación, lo que hace viable su construcción. Por otra parte, el diseño de la estructura por etapas permitió separar el estudio del dispositivo en bloques más sencillos de caracterizar, simplificando el trabajo, debido a que la metodología usada la cual consistía en variar las dimensiones de la estructura y analizar el efecto de los parámetros de dispersión, era muy difícil de usar con la estructura completa.

En la topología seleccionada, los parámetros de dispersión que caracterizan el sistema presentan un comportamiento fuertemente vinculado a las dimensiones de los dos septum y su ubicación dentro de la unión de guías de ondas. Para un correcto funcionamiento de la estructura, las dimensiones de estos elementos deben estar dentro de los rangos de variación obtenidos a lo largo del proceso de diseño. La modificación de la topología septum\branching inicial con la presencia del segundo septum, surgió de la necesidad de reducir el coeficiente de reflexión del modo TE_{10} , debido a que con un solo septum, este parámetro de dispersión mantenía un valor superior a 0.1 en toda la banda de operación, para todos los cambios que se realizaban en las variables de la estructura.

En cuanto a las variaciones en las dimensiones de las guías de ondas que conforman la unión, estas no afectan en forma considerable el funcionamiento del dispositivo, lo que permitió reducir las dimensiones finales de la estructura.

Con respecto a los parámetros de dispersión que caracterizan el dispositivo final, estos presentaron valores que cumplen con las especificaciones de diseño planteadas. El coeficiente de reflexión para ambas polarizaciones, presentó valores inferiores a 0.13 en toda la banda de operación. El coeficiente de transmisión resultó mayor a 0.95 para los modos TE_{10} y TE_{01} , y el rechazo de polarización mayor a 30db. Es importante resaltar que la estructura final obtenida no requiere de elementos de ajuste externos, como tornillos sintonizadores, práctica muy usual en este tipo de estructuras compuestas por guías de ondas.

En términos generales se recomienda la construcción de un primer prototipo para verificar el funcionamiento real del dispositivo. Un factor a tomar en cuenta para garantizar un correcto funcionamiento de la estructura, es el espesor de los septum utilizados en la unión de guías de ondas, para estos se recomienda construirlos en el orden de los 0.5mm, tal como se definió en este trabajo. Construir este elemento con estas características es viable ya que estas dimensiones se pueden alcanzar fácilmente en la actualidad, y el elemento presenta la suficiente rigidez mecánica para ser usado sin inconvenientes.

Finalmente, se recomienda iniciar los estudios del OMT bidireccional, ya que para un mejor uso del ancho de banda disponible y debido a las características bidireccionales de la mayoría de las aplicaciones, este elemento es indispensable, en un sistema satelital. Debido a la complejidad de esta clase de OMT se recomienda dividir el estudio de este dispositivo en dos parte una para el diseño del filtro de rechazo que se requiere en estos dispositivos, y otra donde se diseñe el bloque de discriminación de polarización propiamente dicho.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Louis D. Smullin; CAROL G. Montgomery. *Microwave Duplexers*, volume 14 of *MIT Radiation Laboratory Series*. McGraw-Hill, New York, 1948.
- [2] Azna C., Ángel; Roca, Lluís J; Rius, Juan M; Robert, Jordi R; Boris, Sebastian B. *Antenas*. (Libro).--España: Ed. UPC, 2002.
- [3] Elliot, Robert. *Antenna Theory and Design*, (Libro).--Estados Unidos: Ed. Interscience, 2003.
- [4] Vela, N. *Líneas de Transmisión*. (Libro).--México: Mc.Graw Hill, 2000.
- [5] Fernández, Luis J. *Radiación y Ondas guiada*. Caracas: Universidad Católica Andrés Bello, 2008.
- [6] Collin, Robert E. *Foundations for Microwave Engineering*. (Libro).--Estados Unidos: IEEE Press, 2001.
- [7] Izquierdo M., Ignacio. *Design of Wideband Orthomode Transducer Based on the Turnstile Junction for Satellite Communications*, (Tesis).--Madrid: Universidad Autónoma de Madrid, 2008
- [8] Matthaei, George L; Young, Leo; Jones, E. *Microwave Filters Impedance-matching Networks and Coupling Structures*, (Libro).--Estados Unidos, Ed Artech House, 1985.

[9] Stuchly, S *Wide-Band Rectangular to Circular Waveguide Mode and Impedance Transformer (Correspondence)*.--EN: IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.—Vol. 13, No. 3, Mayo 1965, pp 379-380.

[10] Young, L *Tables for Cascaded Homogeneous Quarter-Wave Transformers*--EN: IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques.-- Vol. MMT-7, No. 2, 1959, pp 233-237.

[11] Borrás, Santiago C. *Caracterización modal de guías arbitrarias y aplicación a dispositivos de microondas*. (Tesis).--Valencia: España: Universidad Politécnica de Valencia, 2002.

[12] Boria E, Vicente E. *Análisis de problemas electromagnéticos mediante métodos modales y matrices generalizadas, y aplicaciones*. (Tesis).--Valencia: España: Universidad Politécnica de Valencia. 1997.

[13] Kirilenko, Anatoly; Kulik, Dmitry; Tkachenko, Vladimir. *S-Matrix of a waveguide tee with a dividing septum overlapping with the tee interior*. EN: MSMW'2008 Symposium Proceeding, 2001.

[14] Chattopadhyay, Goutam. *Dual polarized and balanced receivers at millimeter and submillimeter wavelengths*. (Tesis).—Pasadena: Estados Unidos: California Institute of Technology. 2000.

BIBLIOGRAFÍA

C.G, Montgomery, R.H. Dicke, and E.M. Purcell. Principles of Microwave circuits, IEE Electromagnetic waves series 25, 1987.

Gonzalez, Guillermo. Microwave transistor amplifiers analysis and design. USA. Prentice-Hall. 1984.

Collin, Robert E. Field theory of guided waves. USA. McGraw-Hill. 1960.

Nogueira, Alejandro V. Resolución de problemas electromagnéticos complejos mediante el análisis circuital generalizado./ Nogueira Alejandro Valero (Tesis).-- Valencia: España: Universidad Politécnica de Valencia, 1997.

Aguilar C, Dorian C. Diseño y construcción de un arreglo de antenas para la transmisión de señales de televisión./ Aguilar Cova Dorian Carolina (Tesis).-- Caracas: Universidad Central de Venezuela, 2009.

Zilva P, Zolandia A. Propuesta de alimentadores de antenas parabólicas en banda C y Ku./ Zilva P Zolandia A (Tesis).--Caracas: Universidad Central de Venezuela, 2008.