



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR DE MODOS ORTONORMALES PARA LA BANDA
2 + 3 DE ALMA (67-116 GHz)

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO

IGNACIO ALBERTO HUGO BARRUETO GONZÁLEZ

PROFESOR GUÍA:
FAUSTO PATRICIO MENA MENA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
NICOLÁS REYES GUZMÁN
PABLO ZORZI AVENDAÑO

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por Conicyt a través de los proyectos
Gemini-Conicyt 321130023 y Quimal-Conicyt 140002

SANTIAGO DE CHILE
ENERO 2016

RESUMEN DE LA MEMORIA PARA OPTAR AL
TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELÉCTRICO
POR: IGNACIO ALBERTO HUGO BARRUETO GONZÁLEZ
FECHA: ENERO 2016
PROF. GUÍA: FAUSTO PATRICIO MENA MENA

DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR DE MODOS ORTONORMALES PARA LA BANDA 2 + 3 DE ALMA (67-116 GHz)

El Atacama Large Millimeter Array, ALMA, es el mayor instrumento construido para detectar radiación electromagnética en el rango de las ondas milimétricas y sub-milimétricas. ALMA se compone de 66 antenas operando en modo interferométrico, cada antena a su vez tiene 10 receptores heterodinos sintonizados en distintas bandas de frecuencia entre 30 y 950 GHz. En el contexto de estudiar posibles mejoras a la arquitectura actual surge la posibilidad de reemplazar los receptores de Banda 2 y 3 por un solo receptor que cubra el rango de frecuencia desde los 67 a 116 GHz.

En la estructura de los receptores de ALMA, luego de que la radiación electromagnética es recibida por la antena de bocina, esta debe ser separada en polarizaciones ortogonales. El instrumento encargado de realizar la separación es conocido como transductor de modos ortogonales u OMT por sus siglas en inglés. Al ser de los primeros dispositivos en el receptor, es de vital importancia que introduzca el menor ruido posible a las señales a procesar.

En esta memoria nos centramos en el diseño, simulación y medición de un OMT de tipo junta turnstile para la Banda 2 + 3 de ALMA, que cumpla con las especificaciones de pérdidas por reflexiones, aislación entre puertos de salida, transmisiones copolar y crosspolar. El trabajo comenzó por el diseño de la junta turnstile, elemento clave de este dispositivo que separa las polarizaciones, y continuó con el diseño de los demás componentes de guía de onda del OMT, tales como los codos escalonados, transformadores de impedancia y combinadores de potencia. Una vez obtenido un modelo completo se realizaron análisis de resonancias y se modificó el modelo con tal de eliminarlas y/o mitigarlas. Finalmente se incorporan al diseño ciertas consideraciones mecánicas que facilitan la construcción e integración del OMT con los demás elementos del receptor. El primer prototipo de OMT se contruyó y caracterizó utilizando un analizador escalar de redes, obteniéndose medidas preliminares del comportamiento del OMT.

Los resultados obtenidos indican que las pérdidas por retorno del dispositivo son del orden de -15 dB. Las pérdidas de inserción son del orden de -3 dB. La transmisión crosspolar posee un nivel medio cercano a los -30 dB. Mientras la aislación entre puertos de salida son del orden de los -30 dB. Por último debemos decir que las mediciones de transmisión crosspolar y aislación están limitadas por la precisión del sistema de medición (precisión de un 0,01 %). A pesar de esta limitante, las mediciones obtenidas son una caracterización inicial que permite analizar y examinar el diseño propuesto. A partir de esto es posible analizar y generar soluciones pertinentes a los problemas advenidos tanto en el diseño como en construcción y medición del OMT para su aplicación en siguientes iteraciones de este.

Quisiera agradecer a mi familia por el apoyo y cariño brindado a lo largo de estos años que han hecho posible este proyecto.

También quisiera agradecer a todas las personas que ayudaron a la realización de esta memoria. Al profesor Patricio, por aceptarme dentro del laboratorio y por su atenta y dedicada orientación. A Nicolás Reyes y Pablo Zorzi por sus consejos y ayuda al lo largo del proyecto. A los miembros del Laboratorio de Ondas Milimétricas, por las enseñanzas brindadas y su buena disposición.

Finalmente queda agradecer a las personas que consiguieron que todos estos años no fueran solo estudios. A los que estuvieron en las todas las aventuras y desventuras vividas. A mis amigos de Robótica, Pablo y Mattias. A mis amigos del quinto piso, tanto de IDS o instrumentación. A Felipe y Roberto, por siempre presentar un punto de vista diferente. A Rodrigo Pollostica, por todas las vivencias y las innumerables anécdotas e infortunios. Muchas gracias a todos.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Banda 2+3	2
1.2. Dispositivos receptores	4
1.3. Transductor de modos ortonormales (OMT)	5
1.4. Métodos de Fabricación	6
1.5. Objetivos	7
1.6. Estructura de la memoria	7
2. Revisión bibliográfica	8
2.1. Ondas electromagneticas	8
2.2. Propagación de ondas en espacio libre	9
2.3. Propagación de ondas en guías de onda	11
2.3.1. Guías rectangulares	11
2.3.2. Guías circulares	14
2.4. Análisis Modal	16
2.5. Matriz de dispersión	18
2.6. Transductor de Modos Ortonormales (OMT)	19
2.7. Trabajo Previo	21
2.8. Resumen	22
3. Modelamiento	23
3.1. Polarizador para Banda 1	24
3.1.1. Juntura turnstile	24
3.1.2. Diseño de componentes	33
3.1.3. Integración y análisis de resultados	44
3.1.4. Mitigación de picos	46
3.1.5. Análisis de los factores de ruido	47
3.1.6. Consideraciones mecánicas	50
3.1.7. Simulaciones y resultados	52
3.1.8. Modelo definitivo	54
3.2. Polarizador para Banda 2+3	55
3.2.1. Juntura Turnstile	55
3.2.2. Diseño de componentes	57
3.2.3. Modos atrapados	63
3.2.4. Modelo final y resultados	66
3.3. Resumen	67

4. Construcción, mediciones y resultados	68
4.1. Construcción del OMT	68
4.2. Proceso de medición	71
4.3. Resultados obtenidos	74
4.4. Resumen	76
5. Conclusiones	77
Bibliografía	77

Índice de Tablas

3.1. Parámetros y dimensiones del modelo a	25
3.2. Parámetros y dimensiones del modelo b.	27
3.3. Parámetros y dimensiones del modelo c.	29
3.4. Parámetros y dimensiones modelo d.	31
3.5. Dimensiones codo modelo escalonado.	34
3.6. Dimensiones codo modelo 2.	35
3.7. Dimensiones del codo plano H.	36
3.8. Dimensiones codo modelo escalonado.	37
3.9. Dimensiones del transformador de tres secciones	38
3.10. Dimensiones Transformador curvo de cinco secciones	39
3.11. Dimensiones transformador dos secciones	40
3.12. Dimensiones Transformador curvo de cinco secciones	41
3.13. Juntura T de tres escalones	42
3.14. Resultados medios Omt modelo 1	44
3.15. Modos de acoplamiento dominante para guías circulares y cuadradas	48
3.16. Frecuencia de corte para la Banda 1 de los modos en guía circular y rectangular	48
3.17. Parámetros y dimensiones del modelo a	55
3.18. Dimensiones codo modelo escalonado.	58
3.19. Dimensiones codo modelo escalonado.	59
3.20. Dimensiones codo modelo 2.	60
3.21. Dimensiones del transformador de tres secciones	61
3.22. Frecuencia de corte para la Banda 2+3 para los modos en guía circular y rectangular	63
4.1. imperfecciones de construcción del OMT	70
4.2. Comparación entre mediciones y simulaciones	74

Índice de Ilustraciones

1.1. Transmisividad atmosférica	2
1.2. Criostato y Front End	3
1.3. Esquema de funcionamiento de ALMA	3
1.4. Cartdirge Banda 3 y esquema Banda 1	4
1.5. Esquema y ejemplo de OMT y respectivos puertos	5
2.1. Configuraciones básicas de propagación de modos	10
2.2. Tipos de polarización	11
2.3. Geometría de una guía rectangular	11
2.4. Líneas de campo de modos TE	12
2.5. Líneas de campo de modos T	13
2.6. Geometría de una guía circular	14
2.7. Líneas de campo de modos TE	15
2.8. Líneas de campo de modos TM	16
2.9. Método de adaptación modal	16
2.10. Representación de una red arbitraria de N puertos	18
2.11. Modelo Boifot	20
2.12. Modelo Dual ridge	20
2.13. Juntura turnstile	20
2.14. Parámetros eléctricos del modelo de OMT	21
2.15. Esquema OMT dualridge diseñado por Pablo Zorzi	21
3.1. Esquema modelo a	25
3.2. Reflecciones en el puerto de entrada	26
3.3. Transmisión de polarización cruzada	26
3.4. Transmisión de polarización cruzada	26
3.5. Esquema modelo b	27
3.6. Reflecciones en el puerto de entrada	28
3.7. Transmisión de polarización cruzada	28
3.8. Transmisión de polarización cruzada	28
3.9. Esquema modelo c	29
3.10. Reflecciones en el puerto de entrada	30
3.11. Transmisión de polarización cruzada	30
3.12. Transmisión de polarización cruzada	30
3.13. Esquema modelo d	31
3.14. Reflecciones en el puerto de entrada	32

3.15. Transmisión de polarización cruzada	32
3.16. Transmisión de polarización cruzada	32
3.17. Codo escalonado de 3 escalones Plano E	34
3.18. Reflexiones y transmisiones del codo escalonado	34
3.19. Codo con dos chaflanes plano E	35
3.20. Reflexiones y transmisiones del codo con chaflanes	35
3.21. Esquema codo plano H	36
3.22. Reflexiones y transmisiones del codo plano H	36
3.23. Codo escalonado de 3 escalones plano H	37
3.24. Reflexiones y transmisiones del codo escalonado plano H	37
3.25. Esquema Codo tres secciones	38
3.26. Reflexiones y transmisiones del transformador de tres secciones	38
3.27. Esquema transformador de Tschebyshev curvo	39
3.28. Reflexiones y transmisiones del codo plano H	39
3.29. Esquema transformador de dos secciones	40
3.30. Reflexiones y transiciones del transformador de dos secciones	40
3.31. Esquema transformador para el combinador de potencia	41
3.32. Reflexiones y transiciones del transformador de cinco secciones	41
3.33. Combinador de potencia estilo juntura T	42
3.34. Reflexiones puerto de salida (S11)y transmisiones entre puertos de entrada y salida (S12)	42
3.35. Modelo del segundo combinador	43
3.36. Reflexiones en el puerto de salida (S11) y transmisión entre puertos de entrada y salida (S12)	43
3.37. Diseño modelo inicial	44
3.38. Reflexiones puerto de entrada	45
3.39. Transmisión de polarización cruzada	45
3.40. Transmisión de polarización copolar	45
3.41. Modelo etapa 2	46
3.42. Frecuencia de corte modo TE_{11s} o TE_{10}	49
3.43. Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{01} , cada zona coloreada representa una fase de π	49
3.44. Frecuencia de corte modo TM_{01} , TE_{c21}	49
3.45. Frecuencia de corte modo TE_{21s} o TE_{20}	50
3.46. Efecto mecánicos a considerar en la simulación	50
3.47. Reflexiones en el puerto de entrada	51
3.48. Transmisión xpolar	51
3.49. Transmisión copolar	51
3.50. Transmisión entre puertos de salida	52
3.51. Modelo final	52
3.52. Reflexiones en el puerto de entrada	53
3.53. Transmisión xpolar	53
3.54. Transmisión copolar	53
3.55. Transmisión entre puertos de salida	54
3.56. Esquema juntura Turnstile con dimensiones y parámetros importantess	55
3.57. Reflexiones en el puerto de entrada	56
3.58. Transmisión xpolar entre puertos de la juntura	56

3.59. Transmisión copolar entre puertos de la juntura	56
3.60. Codo escalonado de 3 escalones Plano E	58
3.61. Reflexiones y Transmisiones del codo escalonado	58
3.62. Codo escalonado de 3 escalones plano H	59
3.63. Reflexiones y Transmisiones del codo escalonado	59
3.64. Codo con dos chaffanes plano E	60
3.65. Reflexiones y transmisiones del codo con chaffanes	60
3.66. Esquema Codo tres secciones	61
3.67. Reflexiones y transmisiones del transformador	61
3.68. Modelo del segundo combinador	62
3.69. Reflexiones puerto de salida (S11) y transmisiones entre puertos de entrada y salida (S12)	62
3.70. Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{10}	63
3.71. Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{01} , cada zona coloreada representa una fase de π	64
3.72. Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TM_{01}/TE_{21s} o TM_{11}/TE_{11} , la zona coloreada representa una fase de π	64
3.73. Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{21s} o TE_{20}	64
3.74. Reflexiones en el puerto de entrada	65
3.75. Transmisión xpolar	65
3.76. transmisión copolar	65
3.77. Transmisión entre puertos de salida	66
4.1. Esquema de construcción del OMT	69
4.2. (a)Modelo ensamblado del OMT. (b) cuatro placas del OMT	69
4.3. Ejemplo de fresa utilizada	69
4.4. Detalles de construcción del omt	70
4.5. Analizador de señales Agilent N9030A PXA Signal analyzer	71
4.6. Generador de señales Agilent E8257D Analog Signal generator	71
4.7. Esquema de medida de reflexiones en los puertos de salida y transmisión copolar	72
4.8. Esquema de medida de aislación entre puertos de salida y transmisión xpolar	73
4.9. Reflexiones en el puerto de salida	75
4.10. Transmisión copolar	75
4.11. Transmision xpolar	75
4.12. Aislación entre puertos de salida	76

Capítulo 1

Introducción

En las infinitudes del cosmos, durante eones han coexistido un sinnúmero de eventos celestes que han llamado atención del hombre desde los albores de la humanidad. Los astrónomos primitivos basaban sus análisis en observaciones en el espectro visible, teniendo acceso a un grupo muy limitado de sucesos siendo ignorantes ante la plétora de acontecimientos espaciales. Ello pues los diversos mecanismos de radiación mediante los cuales los sucesos dan fe de su existencia no siempre son visibles al ojo humano. Dentro de los mecanismos de radiación se puede encontrar la radiación de cuerpo negro, que es emisión en equilibrio térmico; emisión por interacción libre-libre, correspondiente a electrones acelerados por el encuentro con un proton pero no son capturados; radiación de sincrotrón, electrones acelerados por campos magnéticos; emisión de líneas espectrales debido a transiciones moleculares, hiperfinas o electrónicas.

Las observaciones astronómicas pueden ser clasificadas por la longitud de onda o frecuencia que poseen las ondas electromagnéticas recibidas. Dentro de esta clasificación se encuentran las ondas milimétricas y submilimétricas que comprende desde los gigahertz hasta terahertz. Las observaciones en este rango de frecuencias comprenden el universo frío, nubes de polvo y zonas de formación estelar.

Para lograr observaciones en radio frecuencias son necesarias condiciones atmosféricas excepcionales, ya que la absorción atmosférica es particularmente alta en longitudes de ondas milimétricas . El norte de Chile se presentan las características idóneas para este tipo de observaciones, ya que se presenta una atmósfera muy seca y exhibe aproximadamente 300 días despejados al año [1].

Las magnificas condiciones del cielo ubican a Chile en una posición privilegiada dentro de la astronomía mundial. Se espera que en los próximos años Chile sea hogar del 70% de las instalaciones astronómicas mundiales. Dentro de estas instalaciones el radio observatorio ALMA (*Atacama Large Millimeter/Submillimeter Array*), ubicado en el llano del Chajnantor, se encuentra de las mas importantes y avanzadas. Observando el universo frío mediante sus 10 bandas de observación desde los 30 a los 950 GHz divididas en 10 bandas de frecuencia (Figura 1.1)[2].

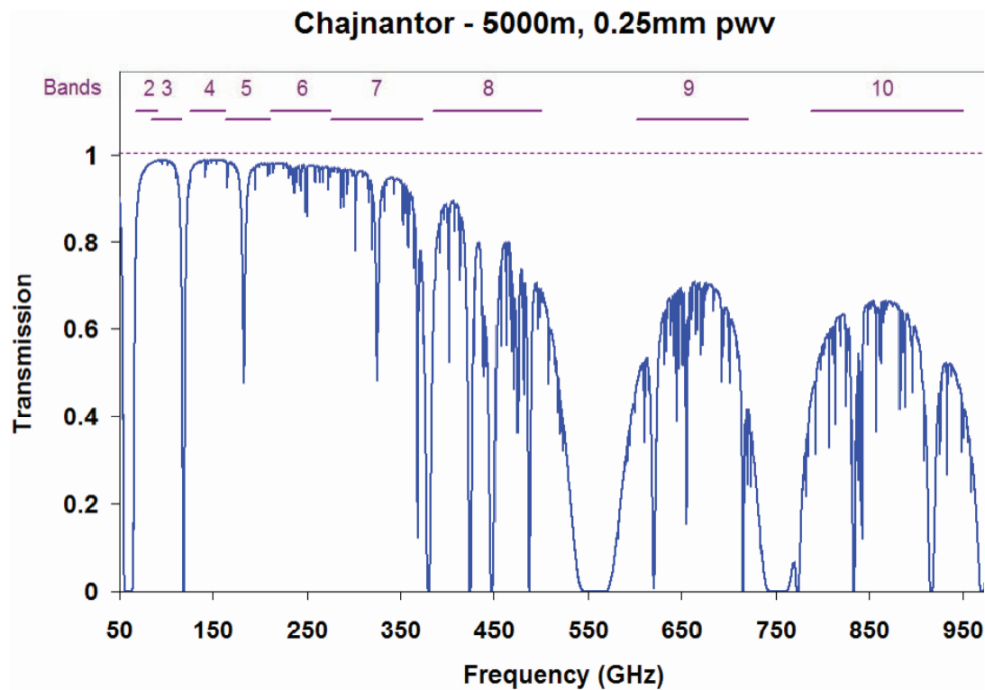


Figura 1.1: Transmisividad atmosférica en el llano del Chajnantor a lo largo de las diferentes bandas de frecuencia de ALMA. Las bandas de frecuencia son ubicadas en los máximos locales de transmitividad atmosférica y no siguen una distribución uniforme, como se podría pensar. Se destaca que la Banda 1 no es mostrada en el gráfico y esta bajo los 50 GHz.[3].

1.1. Banda 2+3

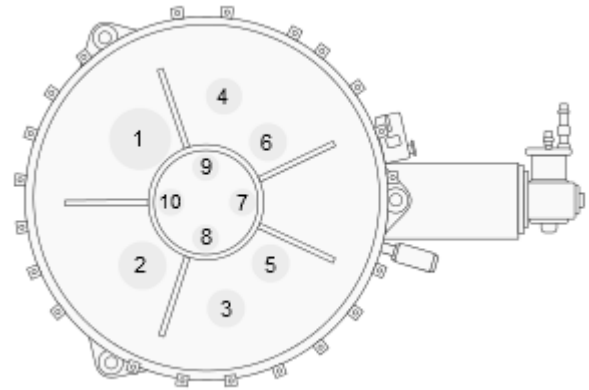
Como es posible observar en la Figura 1.1, la Banda 2 y Banda 3 se traslapan en frecuencia. Esto da la posibilidad de crear un receptor que reúna las características de los receptores de Banda 2 y de Banda 3 en un solo elemento. Esta opción es sumamente atractiva desde el punto de vista astronómico, pues la liberación del espacio utilizado por alguna de las bandas en el Front End da la opción de colocar nuevos receptores, como una posible Banda 11, que realizara observaciones en el rango de los Terahertz.

Sin embargo, desde el punto de vista técnico e ingenieril el desarrollo de un instrumento que abarque las Bandas 2 y 3 supone un desafío gigantesco. La razón de esto es pues el ancho de banda fraccionario requerido es del 56,6%, mucho mayor que cualquiera de las otras nueve bandas del observatorio y bandas comerciales.

Dentro de las observaciones en el rango de la Banda 2+3 se encuentra la transición $J=1 \rightarrow 0$ del deuterio, que es de particular interés para estudios de evolución de nubes estelares y fraccionamiento químico en material interestelar. También es observable la línea $J=3-2$ del DCO+ que permite determinar la línea de hielo o línea de nieve del CO en discos protoplanetarios. Por otro lado, sería posible la observación de las líneas de transiciones de H₂CO+, que es un rastreador de estructuras galácticas y una molécula prebiótica. Adicionalmente, emisiones desplazadas hacia el rojo del CO y HCN son observables y son emisiones necesarias para el estudio de evolución galáctica [4],[5].



(a)



(b)

Figura 1.2: (a) Front End en las instalaciones de soporte operacional de ALMA, en donde se ejecutan pruebas de criogenia y desempeño. (b) Vista superior del criostato, con distribución de las distintas bandas de frecuencia. Se observa que a medida que aumenta la frecuencia de la banda el tamaño utilizado en el criostato disminuye. *Credito: M. Mattamala*

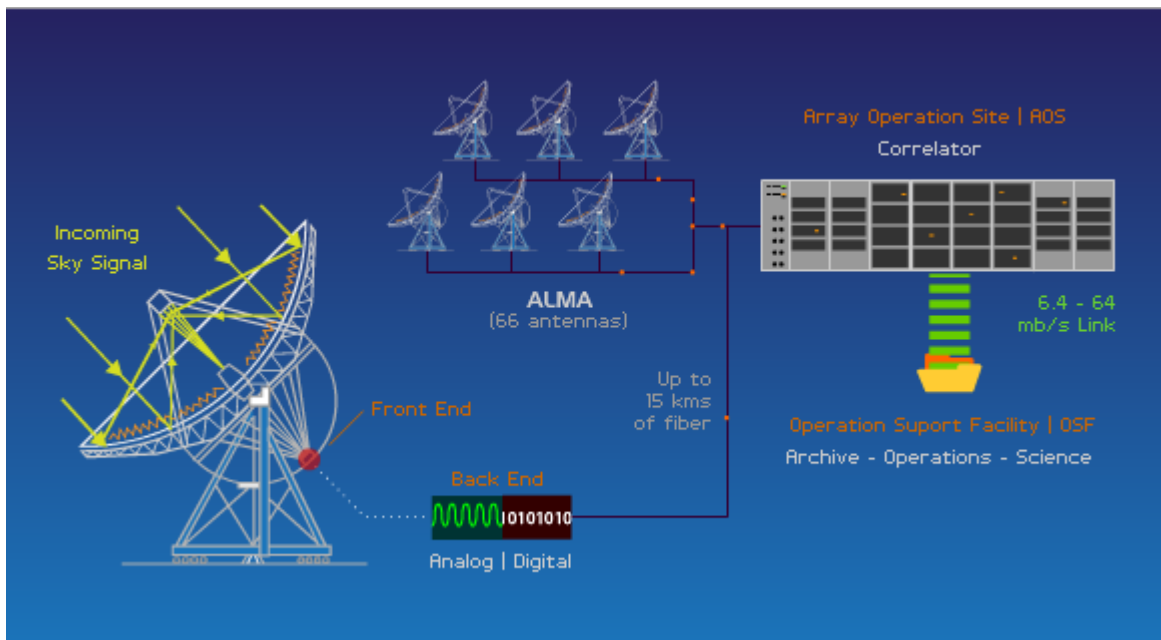
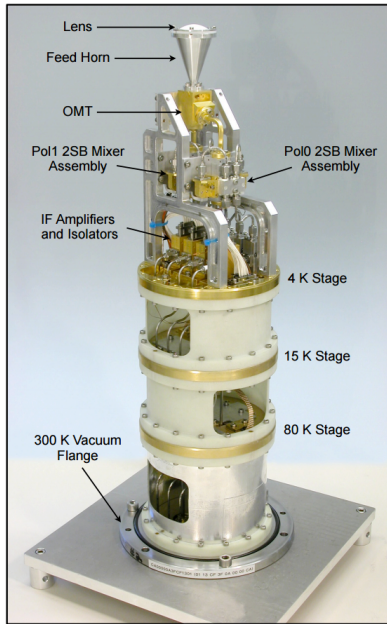
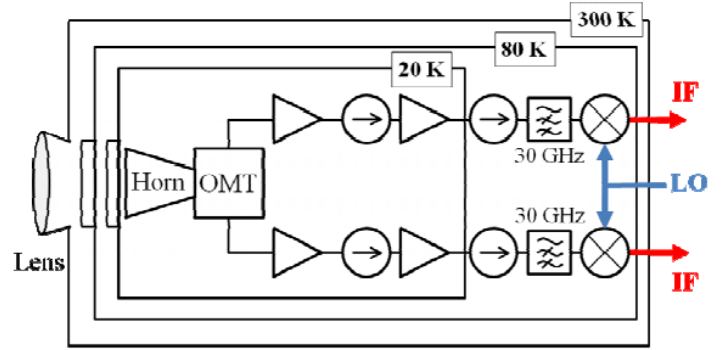


Figura 1.3: Esquema de funcionamiento del observatorio *Creditos: www.almaobservatory.org*



(a)



(b)

Figura 1.4: Cartdrige de Banda 3 del Front End de ALMA. Las tres etapas de criogenia estan presentes en todas las bandas. Actualmente es posible obtener temeperaturas tan bajas como 4 Kelvin. Estas temperaturas propician la disminucion del ruido existente en el dispositivo garantizando mediciones mas precisas (a) Ejemplo cartdrige Banda 3 ALMA construido [4]. (b) Esquema de cartdrige receptor de Banda 1 y las salidas hacia el Back End

1.2. Dispositivos receptores

Considerando la naturaleza sideral de las ondas recibidas, los artilugios receptores deben garantizar exactitud y precisión en tratamiento de estas e introducir la menor distorsión y ruido posible. La señal originada en eventos cósmicos es concentrada por el espejo primario de la antena y redirigida al espejo secundario. Este a su vez concentra la señal en alguna banda de observación del Front End para ser procesada (Figura 1.2). La selección de dicha banda de observación se consigue mediante desfases del telescopio e inclinaciones del espejo secundario que logran que la radiación siga una dirección determinada. Luego de ser tratada por los receptores del Front End, la señal es digitalizada por el Back End y enviada hacia el correlador para ser analizada en conjunto con la información proveniente de las demás antenas (Figura 1.3).

El Front End es un dispositivo receptor analógico y realiza el tratamiento necesario de la señal para que esta sea digitalizada y procesada adecuadamente. La señal astral es recibida y recolectada por la antena tipo bocina. Luego la onda es separada en polarizaciones ortogonales por el OMT (*Orthomodal transducer*). Posteriormente las señales son amplificadas mediante transistores *HEMT* (*High electron mobility transistor*). Finalmente la señal es conducida a la etapa de heterodinaje, basada en diodos Schottky o en tecnologías SIS(Superconductor-Insulator-Superconductor), en la cual esta es trasladada en frecuencia con tal de propiciar la digitalización en el Back End (Figura 1.4) .

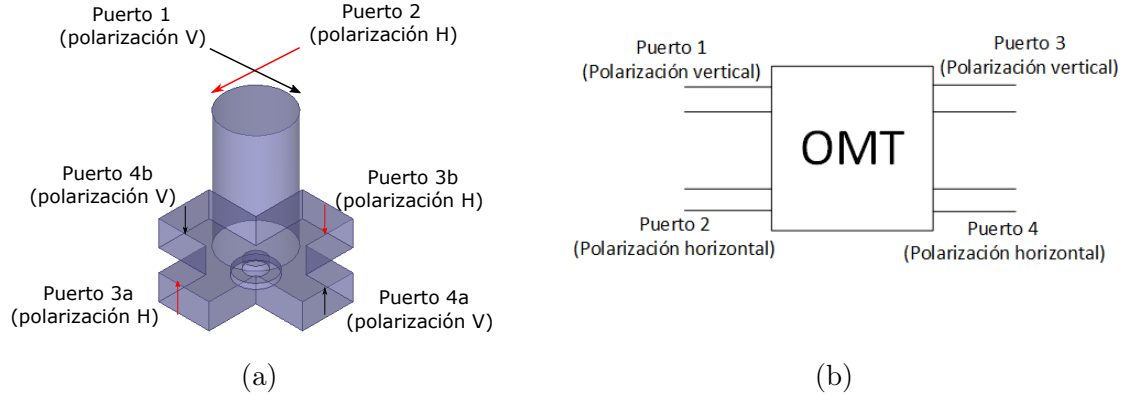


Figura 1.5: (a): Esquema del OMT con sus cuatro puertos de salida. Cada polarización es representada por un puerto tanto en la entrada (Puertos 1 y 2) y salidas físicas (puertos 3 y 4) del dispositivo. Cabe notar las polarizaciones vertical y horizontal comparten físicamente la entrada. (b): Ejemplo de un OMT estilo juntura Turnstile con los puertos de entrada y las salidas respectivas. Se puede ver como las polarizaciones vertical y horizontal comparten el puerto de entrada, mientras que cada puerto de salida solo soporta una polarización. Es necesario recombinar las salidas 3a-3b y 4a-4b de modo de solo poseer una salida por polarización .

1.3. Transductor de modos ortonormales (OMT)

EL transductor de modos ortonormales u OMT, por sus siglas en ingles, corresponde a un dispositivo que separa polarizaciones de la radiación capturada por la antena de bocina en dos señales ortogonales. Dada la ubicación de este componente es de vital importancia que la separación de las señales sea hecha de forma efectiva, además de ser admitidas sin mayores reflexiones ni pérdidas, que perjudiquen su posterior análisis. Otro aspecto de importancia es la aislación entre puertos de salida, ya que siguientes etapas en el receptor pueden poseer reflexiones que entren al dispositivo y contaminen no solo la polarización correspondiente sino también la ortogonal, introduciendo ruido en las mediciones. Existen diversas arquitecturas y tipos de OMT, cada una con cualidades particulares. la Figura 1.5a muestra un ejemplo de OMT tipo juntura turnstile. Los diversos tipos y arquitecturas de OMT se discuten con mayor detalle más adelante

Como se mencionó anteriormente, precisión y exactitud deben estar presentes en los dispositivos electrónicos utilizados. Estas características son representadas y cuantificadas por los *parámetros S*. Una representación del OMT como una red de cuatro puertos (Figura 1.5b) permite entender con mayor claridad los parámetros S. Las reflexiones en los puertos de entrada y salida son representados por los parámetros S_{11}/S_{22} , S_{33} y S_{44} . La transmisión entre los puertos de entrada y salida de diferente polarización (Xpolar) son simbolizadas por los parámetros S_{14} y S_{23} . Finalmente la Aislación entre ambos puertos de salida esta representada por el parámetro S_{34} .

1.4. Métodos de Fabricación

Para la fabricación del dispositivo se puede recurrir a diversos tipos de métodos de construcción. Existen cuatro métodos utilizados mayoritariamente para construir estructuras de guía de onda. El primer método es el de electroformado y consiste en ir depositando las partículas metálicas en un molde de la estructura. posteriormente el molde es retirado dejando la estructura terminada. Es un método versátil que permite la construcción de estructuras complejas, sin embargo posee un tiempo de manufactura alto y la cualidades mecánicas de la pieza no le permiten soportar estrés mecánico.

La soldadura por inmersión consiste en soldar las piezas separadas que componen la estructura sumergiéndolas en un baño de sales fundidas. Para solo fundir las uniones y no elemento completos, se depositan sustancias que bajan la temperatura de fusión del metal en las uniones respectivas. Este proceso se caracteriza por ser de bajo costo en comparación con métodos como el electroformado pero introduce deformaciones en la estructura al someterla a temperaturas tan altas. La soldadura por inmersión es útil para bajas frecuencias, como la banda Ka (12 a 18 GHz), pero las deformaciones introducidas son problemáticas en bandas mas altas como la banda Ka(26.5 a 40 GHz), banda V (45 a 75 GHz) y banda W (75 a 115 GHz).

El tercer procedimiento corresponde al maquinado por descarga eléctrica, el cual consiste en la eliminación del material mediante la aplicación de altos voltajes a un elemento que remueve el metal. Este elemento puede ser un cable delgado que derrite y corta la estructura o un émbolo de carbono energizado que es presionado contra el metal, removiendo las partes deseadas. Las características de este sistema de fabricación lo hacen versátil y preciso ya que el cable puede poseer varios grados de libertad y el émbolo puede poseer formas variadas. Sin embargo estas mismas propiedades lo convierten en un proceso costoso.

El cuarto y ultimo de los procedimientos de fabricación es el esquema maquinado por control numérico computarizado utiliza herramientas de corte rotatorias que remueven el material de la estructura. La precisión del método esta determinado por las dimensiones y el desgaste de las brocas utilizadas. Un efecto inherente a la construcción con este tipo de maquinas es que las aristas de la guía de onda quedan con un radio de curvatura correspondiente al radio de la broca utilizada. El departamento de astronomía de universidad de Chile posee una maquina CNC Kern de 5 ejes

1.5. Objetivos

La finalidad del escrito es precisar especificar y puntualizar el proceso de diseño de un OMT para Banda 2+3 del observatorio ALMA. En particular es menester que las siguientes requisitos sean cumplidos por el OMT para el ancho de banda de 67 a 116 GHz (56 % fraccionario).

- Mantener reflexiones en los puertos de entrada y salida (S_{11}/S_{22} , S_{33} y S_{44}) menores a -20 dB.
- Mantener Transmisión de polarización cruzada (Xpolar) (S_{14} y S_{23}) menores a -40 dB. Particularmente reducir eventos inusuales e indeseados en el comportamiento de banda angosta.
- Mantener la transmisión entre puertos de salida (S_{34}) menores a -50 dB.
- Diseñar la arquitectura del modelo que permita la manufactura en laminas o placas de aluminio, reduciendo el número de piezas a maquinar.

Además Como objetivo complementario esta la caracterización de la construcción del OMT, identificación eventos sucedidos y errores encontrados. Esto con tal de generar modificaciones al modelo que soluciones o eviten las situaciones encontradas.

1.6. Estructura de la memoria

La estructura utilizada para es presente documento es

- **Capítulo 2** entrega los conceptos, nociones y contextualización necesarias para comprender las técnicas utilizadas en el diseño y interpretación de resultados.
- **Capítulo 3** Detalla la sucesión de eventos y decisiones tomada para generar el modelo, se incluye el proceso de diseño del OMT para Banda 1 pues fue la base del diseño del OMT de Banda 2+3.
- **Capítulo 4** Presenta el modelo construido, y la calidad de la construcción; el proceso de medición, en conjunto con los instrumentos requeridos; los resultados y su respectivo análisis.
- **Capítulo 5** son las conclusiones sobre este estudio son expuestas, se examinan los posibles aspectos a optimizar, tanto en diseño, construcción y medición con el fin de establecer los pasos a seguir y medidas para llevarlas a cabo.

Capítulo 2

Revisión bibliográfica

2.1. Ondas electromagnéticas

Una onda puede definirse como una oscilación, caracterizada por un transporte de energía que se propaga a través del espacio-tiempo. James Clerk Maxwell enunció las relaciones que describen el comportamiento macroscópico de los campos eléctricos y magnéticos [6] en doce relaciones geométricas para luego ser reformuladas por Oliver Heaviside en las cuatro conocidas ecuaciones vectoriales conocidas [7].

$$\vec{\nabla} \times \vec{\mathcal{E}} = -\frac{\partial \vec{\mathcal{B}}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{\mathcal{H}} = \frac{\partial \vec{\mathcal{D}}}{\partial t} + \vec{\mathcal{J}} \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0 \quad (2.4)$$

De estas relaciones es posible predecir la propagación de ondas de naturaleza electromagnética. Analizando el régimen sinusoidal y utilizando notación fasorial,

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.5)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E}. \quad (2.6)$$

En las cuales las incógnitas son \vec{E} y \vec{H} . Aplicando el operador vectorial rotor a ecuación 2.5 y usando ecuación 2.6 obtenemos

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{H} = \omega^2\mu\varepsilon\vec{E}$$

Utilizando la identidad vectorial $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2\vec{A}$. Obtenemos

$$\nabla^2\vec{E} + \omega^2\mu\varepsilon\vec{E} = 0 \quad (2.7)$$

La ecuación 2.7 es conocida como la *ecuación de onda*, o *ecuación de Helmholtz*, para \vec{E} . Análogamente es posible obtener una relación para \vec{H}

$$\nabla^2\vec{H} + \omega^2\mu\varepsilon\vec{H} = 0 \quad (2.8)$$

La constante $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$, es definida y llamada constante de propagación del medio. Y separando el laplaciano en sus componentes rectangulares, se tiene

$$\frac{\partial^2\vec{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\vec{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\vec{E}}{\partial z^2} + k_0^2\vec{E} = 0 \quad (2.9)$$

y esta ecuación de onda aplica para cada componente rectangular de \vec{E}

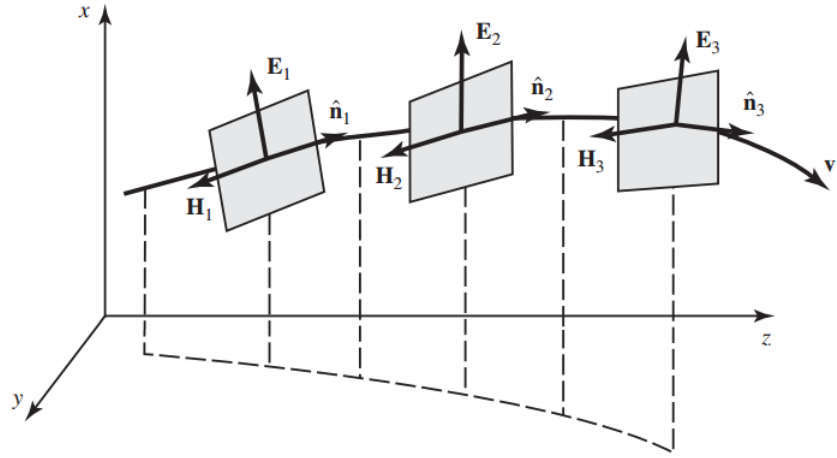
$$\frac{\partial^2 E_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_i}{\partial z^2} + k_0^2 E_i = 0 \quad (2.10)$$

donde el índice $i = x, y, z$. La ecuación 2.10 es conocida como la ecuación de Helmholtz y sus soluciones describen las ondas electromagnéticas propagadas en el medio.

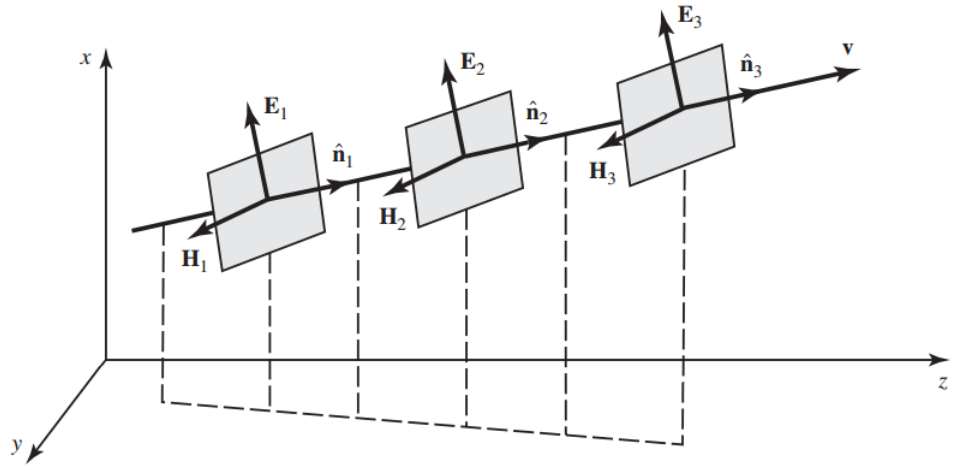
2.2. Propagación de ondas en espacio libre

Una configuración de campos, o modo de propagación, simple que satisface la ecuación de Helmholtz en el espacio libre es el modo *Transversal Electromagnético* o *TEM* el cual se caracteriza por no poseer componentes de campo en la dirección de propagación (Figura 2.1a). Si además de las condiciones expuestas anteriormente, los lugares geométricos de fase constante son planos y paralelos entre sí se posee una onda plana (Figura 2.1b). Ahora si los campos transversales son invariantes en los planos de fase constante, nos encontramos ante una onda plana uniforme. Sin pérdida de generalidad se puede asumir que la onda viaja en la dirección \hat{z} reduciendo la ecuación 2.10 a

$$\frac{\partial^2 \vec{E}_x}{\partial z^2} + k_0^2 \vec{E}_x = 0 \quad (2.11)$$



(a) Esquema de un modo TEM



(b) Boceto de una onda plana

Figura 2.1: Configuraciones básicas de propagación de modos [8]

Una solución para 2.11 es

$$\vec{E}_x(z) = E^+ e^{-jk_0 z} \hat{x} + E^- e^{jk_0 z} \hat{x} \quad (2.12)$$

La polarización de una onda es definida por como la forma o figura que realiza la punta del vector campo eléctrico en el tiempo en un punto fijo en el espacio [9]. Matemáticamente, una onda electromagnética arbitraria siempre puede expresarse como la suma de dos ondas ortogonales, una paralela y otra perpendicular (ecuación 2.13),

$$\vec{E} = E_{\parallel} e^{\vec{\gamma} \cdot \vec{r}} \hat{e}_{\parallel} + E_{\perp} e^{\vec{\gamma} \cdot \vec{r}} \hat{e}_{\perp} e^{-j\Delta\phi} \quad (2.13)$$

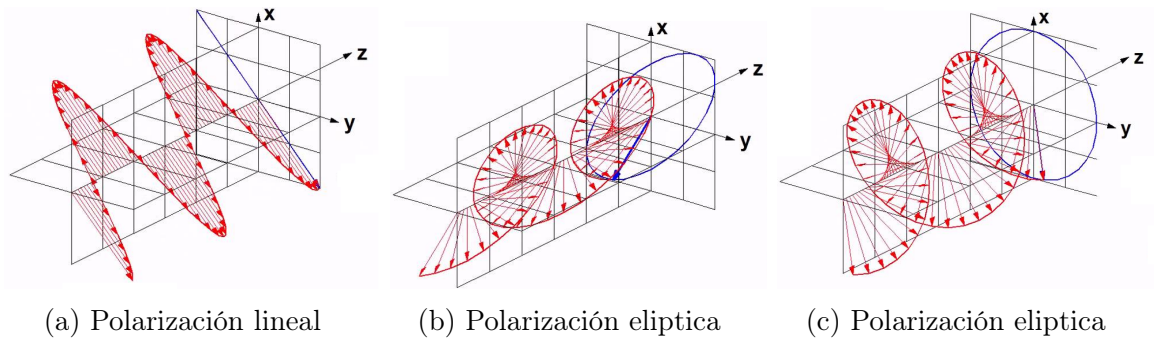


Figura 2.2: Tipos de polarización

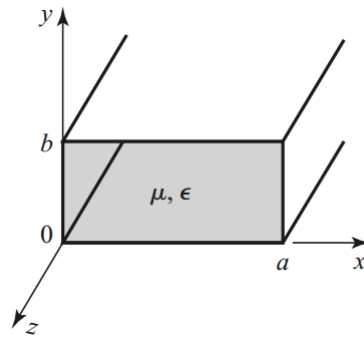


Figura 2.3: Geometría de una guía rectangular [11]

Donde los parámetros que definen la polarización son el desfase angular entre componentes ($e^{-j\Delta\phi}$) y la magnitud de los campos. Esta puede ser catalogada dentro de tres tipos básicos, lineal, elíptica y circular, siendo esta última un caso particular de la anterior. Si el desfase es nulo o algún múltiplo de π se tiene que la polarización será lineal. Si $\Delta\phi \neq 0$ la onda electromagnética poseerá una polarización elíptica. Ahora un caso particular de polarización elíptica es la circular. Para esto se debe cumplir que $E_{\parallel} = E_{\perp}$ y $\Delta\phi = \pm\frac{\pi}{2}$ y el signo del desfase indica si el vector gira hacia la derecha o izquierda.

2.3. Propagación de ondas en guías de onda

Las guías de onda son un tipo particular de las líneas de transmisión, caracterizadas por poseer un solo conductor para la propagación de ondas. Inicialmente se consideraba que la existencia de ondas en tuberías huecas era imposible [7]. Sin embargo su existencia fue demostrada matemáticamente para secciones rectangulares y circulares en 1897 por Lord Rayleigh [10].

2.3.1. Guías rectangulares

La geometría de una guía rectangular es mostrada en la figura 2.3. La convención establece que el mayor lado se encuentre en eje de las abscisas, de tal manera que $a > b$.

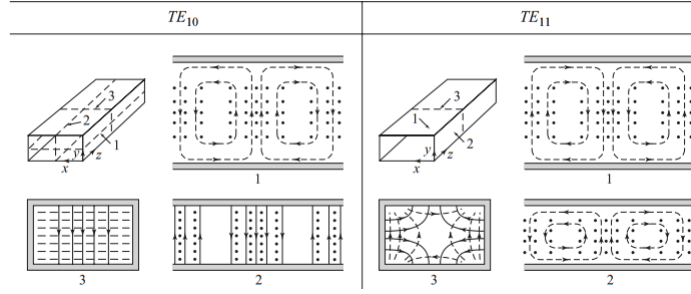


Figura 2.4: Líneas de campo de modos TE [11]

Modos TE

Los modos TE en guía de onda se caracterizan por campos eléctricos puramente transversales, es decir $E_z = 0$. Mientras H_z debe cumplir la ecuación [11]

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (2.14)$$

con $H_z(x, y, z) = h_z(x, y) e^{-j\beta z}$, aquí $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ es el número de onda de corte. La ecuación 2.14 puede ser resuelta mediante el método de separación de variables y reconociendo la ecuación diferencial. Se encuentran las expresiones generales para los componentes de el modo TE_{mn} ,

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.15)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.16)$$

$$H_x = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.17)$$

$$H_y = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.18)$$

donde la constante de propagación $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ y A_{mn} es una constante arbitraria de amplitud. En la figura 2.4 se presentan algunos modos TE propagados en guía de onda rectangular.

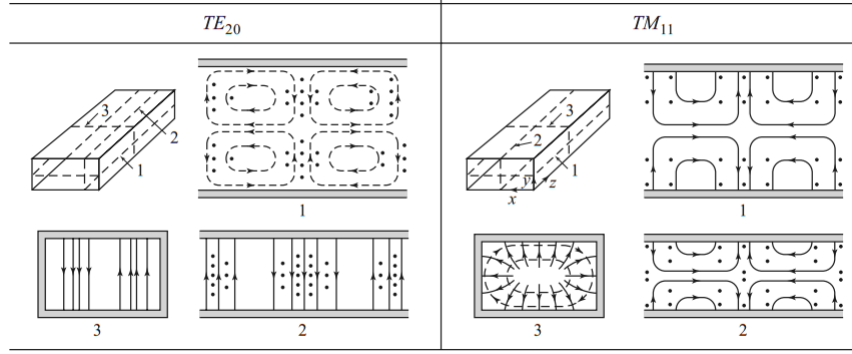


Figura 2.5: Líneas de campo de modos TM [11]

Modos TM

Los modos TM en guía de onda se caracterizan por campos magnéticos puramente transversales, es decir, $H_z = 0$. Mientras que E_z debe satisfacer la ecuación [11]

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.19)$$

con $E_z(x, y, z) = e_z(x, y, z)e^{-j\beta z}$, aquí $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ es el número de onda de corte. La ecuación 2.19 puede ser resuelta mediante el método de separación de variables y reconociendo la ecuación diferencial, se encuentran las expresiones generales para los componentes de el modo TM_{mn} ,

$$E_x = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.20)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.21)$$

$$H_x = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.22)$$

$$H_y = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (2.23)$$

donde la constante de propagación $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 + \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$ y B_{mn} constante arbitraria de amplitud. En la figura 2.5 se presentan algunos modos TM propagados en guía de onda rectangular.

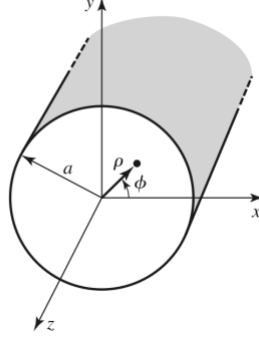


Figura 2.6: Geometría de una guía circular [11]

2.3.2. Guías circulares

La geometría de una guía circular se presenta en la Figura 2.6. También se presenta la configuración de los ejes cartesianas como cilíndricas, así también como el radio a de la guía.

Modos TE

Para modos TE, $E_z = 0$, y H_z es la solución a la ecuación de onda [11].

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0 \quad (2.24)$$

donde $H_z(\rho, \phi, z) = h_z(\rho, \phi)e^{-j\beta z}$. Resolviendo mediante separación de variables y determinando la solución de la ecuación diferencial de Bessel se obtienen las componentes generales que satisfacen la ecuación de onda [11],

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.25)$$

$$E_\phi = \frac{j\omega\mu}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.26)$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.27)$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.28)$$

donde J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, $\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2}$, y p'_{mn} es la raíz de J'_n . En la Figura 2.7 se muestran las líneas de campo TE_{mn} propagados en guía circular.

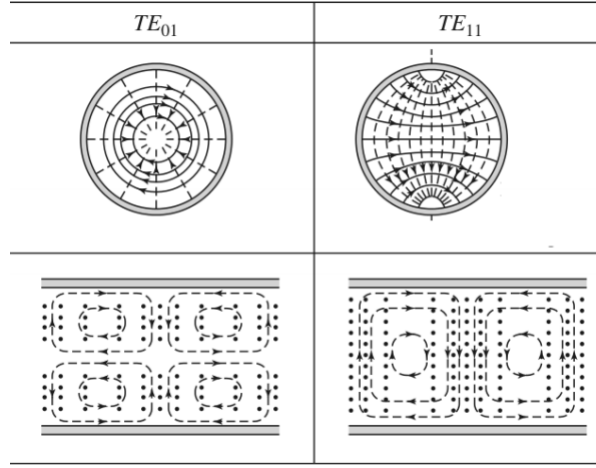


Figura 2.7: Líneas de campo de modos TM [11]

Modos TM

Para modos TM, $H_z = 0$, y E_z es la solución a la ecuación de onda [11].

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \quad (2.29)$$

Donde $E_z(\rho, \theta, z) = e_z(\rho, \theta)e^{-j\beta z}$. Resolviendo mediante separación de variables y determinando la solución de la ecuación diferencial de Bessel se obtienen las componentes generales que satisfacen la ecuación de onda,

$$E_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.30)$$

$$E_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.31)$$

$$H_\rho = \frac{-j\omega \epsilon n}{k_c^2 \rho} (A \cos(n\phi) - B \sin(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.32)$$

$$H_\theta = \frac{-j\omega \epsilon}{k_c} (A \sin(n\phi) + B \cos(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.33)$$

donde J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, $\beta_{mn} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2}$, y p'_{mn} es la raíz de J'_n . En la figura 2.8 se muestran las líneas de campo TE_{mn} propagados en guía circular.

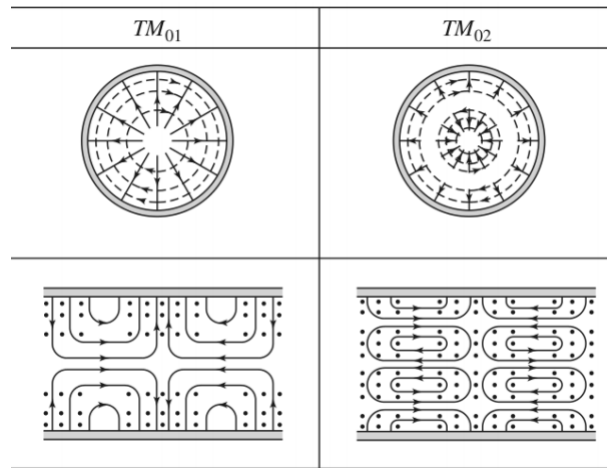


Figura 2.8: Líneas de campo de modos TM [11]

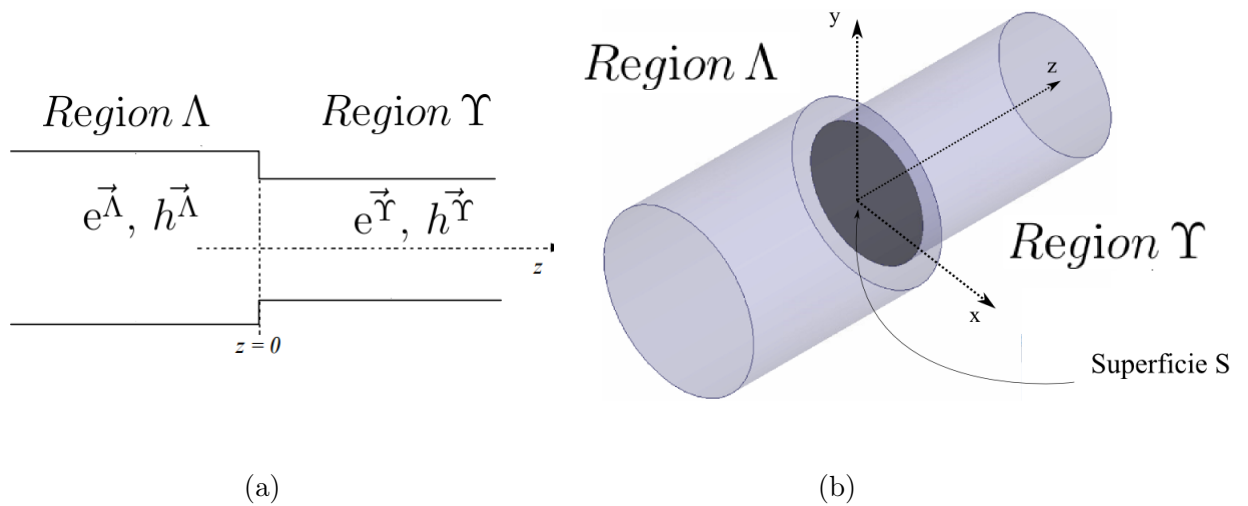


Figura 2.9: Ejemplo más simple de una discontinuidad en guía de onda. (a) sección longitudinal de la discontinuidad. (b) Vista isométrica de la discontinuidad. Es posible distinguir la superficie S de frontera entre ambas secciones y sobre la cual se aplican condiciones de borde.

2.4. Análisis Modal

Los dispositivos hechos en guías de onda no poseen estructuras uniformes, y poseen cambios en la sección transversal o discontinuidades. Al propagarse por estos eventos los campos electromagnéticos sufren atenuaciones o excitaciones que modifican el comportamiento de la onda propagada. Para analizar el efecto de estos sucesos es necesario realizar un estudio de las condiciones de borde ante cada discontinuidad.

Para ejecutar este análisis es necesario poseer un plano de fase constante sobre el cual realizar la condición de frontera (Superficie S Figura 2.9). Los campos en cada región pueden ser expresados como una combinación lineal de infinitos modos [12].

$$\vec{E}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} (a_i^+ + a_i^-) \cdot \vec{e}^\Lambda \quad (2.34)$$

$$\vec{H}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} (a_i^+ + a_i^-) \cdot \vec{h}^\Lambda \quad (2.35)$$

$$\vec{E}^{\Upsilon} = \sum_{i=1}^{\infty} (c_i^+ + c_i^-) \cdot \vec{h}^{\Upsilon} \quad (2.36)$$

$$\vec{H}^{\Upsilon} = \sum_{i=1}^{\infty} (c_i^+ + c_i^-) \cdot \vec{h}^{\Upsilon} \quad (2.37)$$

donde a_i y c_i corresponden al i -ésimo modo propagado en la guía de onda, en las direcciones $-z$ o $+z$ respectivamente. Para determinar los modos, se imponen condiciones de frontera en la interfaz obteniéndose un conjunto de ecuaciones

$$\sum_{i=1}^{\infty} P_{mi}^\Lambda (\lambda_i^+ + \lambda_i^-) \cdot \vec{e}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} A_{mi} (v_i^+ + v_i^-) \cdot \vec{e}^{\Upsilon} \quad (2.38)$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} B_{mi}^a (\lambda_i^+ + \lambda_i^-) \cdot \vec{e}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} P_{mi}^\Upsilon (v_i^+ + v_i^-) \cdot \vec{e}^{\Upsilon} \quad (2.39)$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} C_{mi}^* (\lambda_i^+ + \lambda_i^-) \cdot \vec{h}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} B_{mi}^* (v_i^+ + v_i^-) \cdot \vec{h}^{\Upsilon} \quad (2.40)$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} A_{mi}^* (\lambda_i^+ + \lambda_i^-) \cdot \vec{h}^\Lambda = \sum_{i=1}^{\infty} P_{mi}^{\Upsilon*} (v_i^+ + v_i^-) \cdot \vec{h}^{\Upsilon} \quad (2.41)$$

Con $m = 1, 2, 3, \dots, \infty$ y los coeficientes P_{mi}^Λ , P_{mi}^Υ , A_{mi} , B_{mi} y C_{mi} son definidos por

$$P_{mi}^\Lambda = \int_S \vec{e}^\Lambda \times h_m^{\Lambda*} \hat{z} \cdot dS \quad (2.42)$$

$$P_{mi}^\Upsilon = \int_S \vec{e}^{\Upsilon} \times h_m^{\Upsilon*} \hat{z} \cdot dS \quad (2.43)$$

$$A_{mi} = \int_S \vec{e}^{\Upsilon} \times h_m^{\Lambda*} \hat{z} \cdot dS \quad (2.44)$$

$$B_{mi} = \int_S \vec{e}^\Lambda \times h_m^{\Upsilon*} \hat{z} \cdot dS \quad (2.45)$$

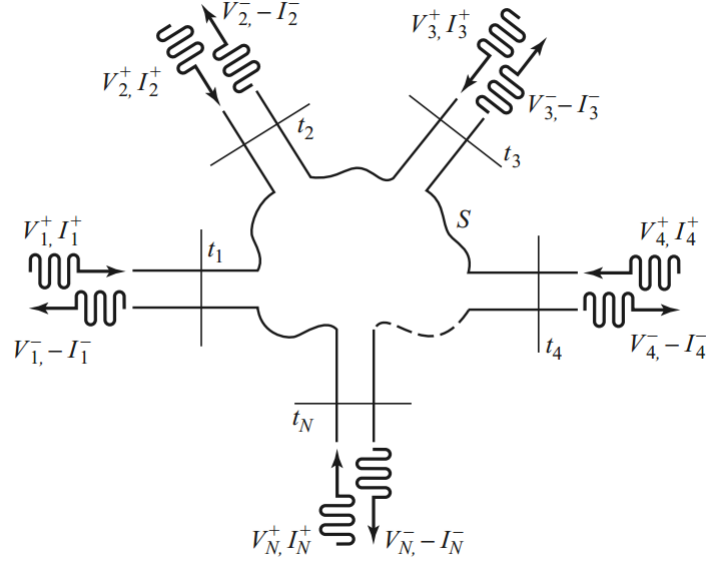


Figura 2.10: Representación de una red arbitraria de N puertos [11]

$$C_{mi} = \int_S \vec{e}^{\vec{\lambda}} \times h_m^{\vec{\lambda}*} \hat{z} \cdot dS \quad (2.46)$$

como se puede observar las soluciones dependen exclusivamente de los modos propagados en la guía de onda de entrada. La serie infinita de modos puede truncarse para factibilizar el calculo numérico de los campos. Para esto se deben considerar las condiciones de la guía de onda y estimar el numero de modos significativos propagados.

2.5. Matriz de dispersión

La matriz de dispersión corresponde a una representación descriptiva del comportamiento de una red respecto a sus N puertos. Esta matriz relaciona los voltaje de ondas incidentes en los puertos a los voltajes de ondas reflejadas desde estos puertos.

Considerando la red de N puertos representada en la figura 2.10, donde V_n^+ es la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto n y V_n^- es la amplitud de la onda de voltaje reflejada desde el puerto n . La matriz de dispersión, matriz $[S]$, es definida como el arreglo de los parámetro S_{ij} . Que a su vez se definen como la razón entre la onda incidente por el puerto j y la onda reflejada por el puerto i . Un caso de particular importancia corresponde al parámetro S_{ii} que representa las reflexiones medidas en el puerto i .

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

o como

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.48)$$

2.6. Transductor de Modos Ortonormales (OMT)

Un transductor de modos ortonormales, u OMT, por sus siglas en ingles, es un dispositivo que separa polarizaciones de una onda incidente. Actualmente por el gran ancho de banda fraccionaria de la banda 2+3 (56 %), solo existen tres modelos potencialmente capaces de satisfacer el requerimiento. Tales diseños son el modelo Boifot [13] (Figura 2.11), El modelo dual ridge [14] (Figura 2.12) y la juntura turnstile [15] (Figura 2.13).

Boifot clasifico los OMT según la su estructura de separación de polarizaciones y el número de brazos que poseen [16], generando tres tipos de estructuras. El primer tipo se caracteriza por poseer solo dos salidas, correspondiendo una a cada polarización. El segundo tipo consiste en que una polarización posee dos salidas, que son recombinadas posteriormente, mientras la polarización restante posee solo una salida. La tercera clase de OMT, son dispositivos con dos salidas que requieren recombinarse para ambas polarizaciones. Mientras mayor sea número de salidas posee el OMT, mas compleja es la arquitectura.

El OMT tipo Boifot pertenece a la segunda arquitectura y basa su principio de funcionamiento de separación en el uso de mastiles capacitivos para la eliminación de la polarización no deseada. Si bien, este diseño es pequeño y compacto, no alcanza un ancho de banda considerable. Además que la construcción de los mástiles capacitivos se dificulta a frecuencias mas altas.

El polarizador tipo dual ridge separa las polarizaciones concentrando una de estas mediante el uso de crestas (o ridges, en ingles), mientras la segunda polarización es separada por una juntura T. Este modelo de OMT presenta una estructura similar al Boifot, salvo que no requiere los mastiles capacitivos para la separación de la polarización. Esta característica convierte a este tipo de OMT en uno mucho mas versátil al poseer una construcción mas sencilla y robusta.

La juntura Turnstile es el OMT de clase tres y el mas complejo de los mencionados. Esto pues ambas polarizaciones son separadas en dos salidas, generado un total de 4. Esta singularidad supone una construcción mas compleja ya que se deben idear dos secciones de recombinación, lo cual puede ser una tarea intrincada si se desea mantener la simetría de estas. La principal ventaja de la juntura Turnstile es el gran ancho de banda que puede lograr, ademas del la gran capacidad para separar polarizaciones.

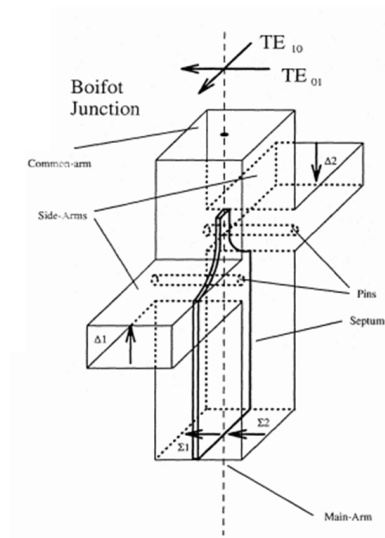


Figura 2.11: Modelo Boifot [13]

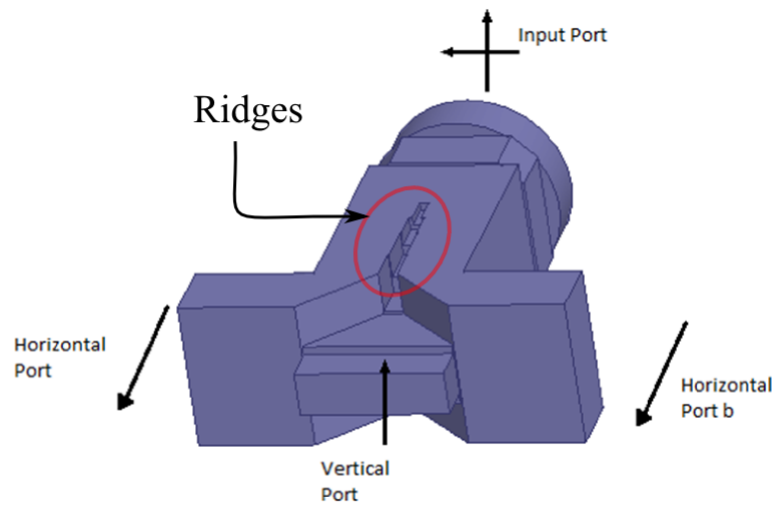


Figura 2.12: Modelo Dual ridge [14]

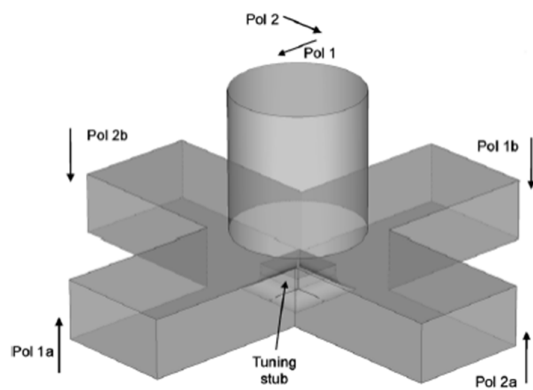
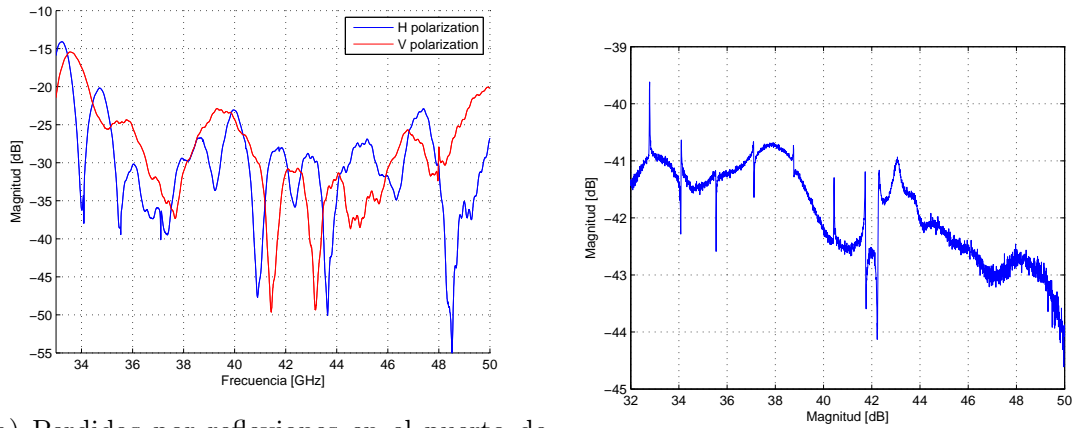


Figura 2.13: Modelo Juntura Turnstile [15]



(a) Perdidas por reflexiones en el puerto de entrada

(b) Aislación entre los puertos de salida

Figura 2.14: Parámetros eléctricos del modelo de OMT

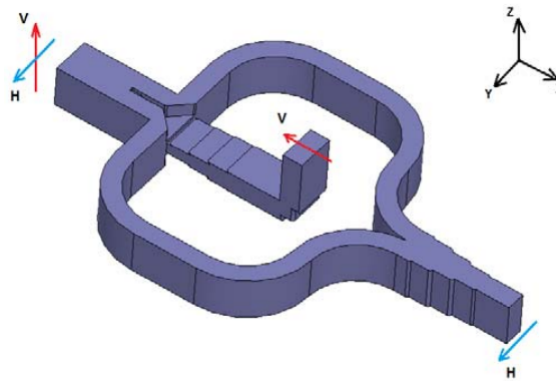


Figura 2.15: Esquema OMT dualridge diseñado por Pablo Zorzi .

Este modelo fue posteriormente modificado para cubrir el nuevo rango de la Banda 1, correspondiente de 35 a 50 GHz. Se puede observar que el dispositivo cumple los requerimientos especificados pero no posee el ancho de banda suficiente para cubrir la Banda 1 extendida, de 33 a 52 GHz (Figura 2.14a y Fig 2.14b).

2.7. Trabajo Previo

Dentro del Laboratorio de Ondas Milimétricas se poseía un modelo anterior de un OMT para la banda de los 35 a 45 GHz, diseñado por Pablo Zorzi [17](Figura 2.15). Este modelo de OMT era un modelo correspondiente a la clase dos, estilo dual ridge.

2.8. Resumen

Las ecuaciones de Maxwell predicen la existencia de ondas electromagnéticas y su propagación es determinada por la ecuación de Helmholtz. Bajo ciertas suposiciones es posible encontrar soluciones para esta ecuación. Asumiendo las componentes transversales a la dirección de propagación del campo eléctrico o magnético, se obtienen los modos de propagación *Transversal Electromagnético* o *TEM*, *Transversal Eléctrico* o *TE* y *Transversal Magnético* o *TM*. La propagación de estos modos depende del espacio o geometría de donde exista la onda. La propagación de ondas en ciertas geometrías es de especial interés, en particular, en guía de onda. La geometría de estas determina los modos y en que frecuencias se pueden propagar. En general las guías de onda soportan modos *TE* y *TM*.

Para determinar el comportamiento de una estructura en guía de onda se puede recurrir al análisis modal el cual se basa en la aplicación de condiciones de frontera en cada discontinuidad de la estructura para determinar que modos se propagan por la estructura y cuales no. Para el análisis del comportamiento de onda existen herramientas de análisis de redes. Los parámetros S o parámetros de dispersión, relacionan los voltajes y corrientes entre cada entrada y salida de un dispositivo y resumen estas relaciones en la matriz de dispersión o matriz S.

Un componente en guía de onda utilizado en la actualidad en sistemas receptores es el transductor de modos ortonormales u OMT por sus siglas en inglés. Existen variados tipos de OMT pero solo tres modelos se destacan por su ancho de banda potencial. Estos son el estilo Boifot, el estilo Dual ridge y la junta turnstile. Boifot los clasifiqué según la estructura y modo de separación de las polarizaciones ortogonales en tres tipos. El primer tipo posee solo dos salidas, una para cada polarización. El segundo tipo posee tres salidas, una para una polarización en particular y dos para la polarización ortogonal. Finalmente la tercera clase de OMT posee cuatro salidas, dos para cada polarización respectiva. El OMT estilo Boifot y Dual ridge corresponden a la segunda clase mientras la junta turnstile es de tercera clase. Se destaca que si una polarización posee más de una salida es necesario combinarlas posteriormente.

Capítulo 3

Modelamiento

Para el desarrollo del OMT para la Banda 2+3 se tomo como base gran parte de los análisis hecho en el diseño del OMT para banda 1. Por este motivo se presenta la historia de diseño del polarizador para Banda 1. El modelamiento del dispositivo se dividió en cinco etapas. Primero se diseñó la junta turnstile, se continuó con el diseño e integración de los componentes adicionales al modelo completo, análisis de resonancias y potenciales soluciones. Finalmente se agregaron las consideraciones mecánicas al modelo.

La primera etapa consistió en generar la geometría de la junta turnstile de tal modo que las polarizaciones sean separadas de manera efectiva y no se generen reflexiones considerables. Al ser el primer elemento y el responsable de la separación de la polarización, es crucial que el diseño satisfaga con holgura las condiciones impuestas; de otra forma al momento de crear el modelo completo es posible de este no cumpla con las condiciones necesarias. En la segunda fase se generan los componentes necesarios para recombinar las polarizaciones. Se producen codos compactos en 90° , transformadores de impedancia y combinadores de potencia indispensables para que el OMT cumpla con los requerimientos eléctricos como mecánicos impuestos. La tercera etapa consiste en la integración y obtención de un modelo completo preeliminar de OMT. Se analiza con detalle su desempeño eléctrico para determinar posibles comportamientos no deseados que puedan comprometer el funcionamiento del receptor completo. Principalmente se analizan la propagación de modos de mayor orden y pérdidas por inserción al ser parámetros críticos al momento de realizar la integración del receptor completo. La cuarta parte corresponde en analizar e implementar posibles soluciones a problemas encontrados, de existir estos. Dependiendo de la gravedad de los problemas advenidos las modificaciones a realizar al modelo. Estos cambios pueden ser tan drásticos como para cambiar toda la estructura de recombinación de polarizaciones. Posteriormente, en la etapa cinco, una vez obtenido un diseño que posea el desempeño deseado, es necesario considerar las restricciones mecánicas de construcción. También es necesario analizar la calidad de fabricación del dispositivo y si la diferencia entre el modelo diseñado y el modelo a construir es sustancial. Por último se detalla que los componentes son diseñados y optimizados para la banda 1 extendida, el modelamiento y simulación electromagnética de los elementos del OMT se llevo a cabo en el software de simulación electromagnética **HFSS** de **ANSYS**, con la siguiente configuración.

- Excitación de 8 modos en puertos de entrada y salida.
- Resolución en frecuencia de 100 MHz.
- Conductividad de $3,7 \times 10^7 \text{ Siemens/meter}$; correspondiendo al aluminio.

Sin embargo, para el diseño y simulación de componentes individuales, como codos y combinadores de potencia, esta configuración supone demasiada rigurosidad y requiere cantidades de tiempo considerables. Es por esta razón que se utiliza una configuración mas holgada para simular tales componentes. Dicha configuración se presenta a continuación.

- Excitación de 1 modo los puertos de entrada y salida.
- Resolución en frecuencia de 100 MHz.
- Conductividad $\sigma \rightarrow \infty$, emulando un material perfecto.

Estos parámetros se utilizaran como los parámetros por defecto a menos de que se especifique lo contrario.

3.1. Polarizador para Banda 1

3.1.1. Juntura turnstile

Como se mencionó anteriormente, el diseño de OMT dual ridge no es capaz de cubrir la Banda 1 extendida, por lo cual es necesario generar un nuevo modelo de polarizador. Ante esta disyuntiva y dadas su características, la juntura Turnstile emerge como un posible candidato[18].

La juntura turnstile corresponde a un dispositivo de guía de onda de cinco puertos, el puerto de entrada corresponde a una guía cuadrada o circular y los puertos de salida son cuatro guías rectangulares. El puerto de entrada recibe las dos polarizaciones y son separadas en los puertos de salida, dos para cada polarización, respectivamente. La separación de polarizaciones es realizada por el espolón, que puede ser un prisma regular o un cilindro de varios niveles. A este elemento también se le llama elemento de dispersión debido a su función realizada.

Para el diseño de la juntura turnstile se presentan variaciones al modelo convencional, modificando la geometría del elemento de dispersión, como de la guía de onda. Se presentan cuatro modelos con guía cuadrada y circular con diferentes elementos de dispersión.

- Modelo **a**: Guía de onda de entrada cuadrada y prisma cuadrado.
- Modelo **b**: Guía de onda de entrada circular y prisma cuadrado.
- Modelo **c**: Guía de onda de entrada circular y cilindro.
- Modelo **d**: Guía de onda de entrada circular y prisma octogonal.

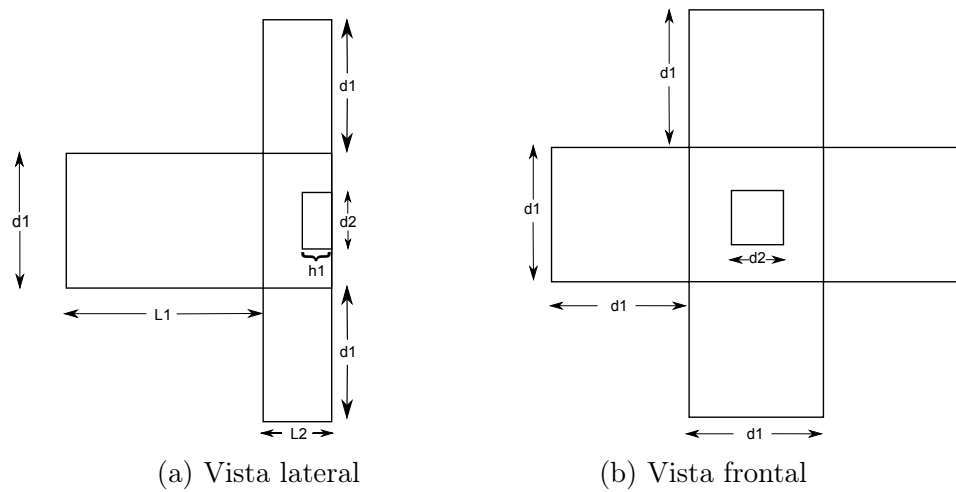


Figura 3.1: Esquema modelo a

Tabla 3.1: Parámetros y dimensiones del modelo a

Parámetro	Magnitud
$d1$	5.6896 mm
$d2$	2.3014 mm
$L1$	8.3364 mm
$L2$	2.8448 mm
$h1$	1.1687 mm

Modelo a

La primera junta diseñada consiste en una guía de onda rectangular de entrada, con un prisma rectangular como elemento de dispersión (Figura 3.1). Las medidas se encuentran tabuladas en la tabla 3.17.

Se observa que las pérdidas por reflexiones del modelo están por debajo de los -20 dB (Figura 3.2) entre los 35 y 50 GHz. La transmisión xpolar está por debajo de los -30 dB (Figura 3.3) mientras que la transmisión copolar se mantiene en los -3 dB (Figura 3.4).

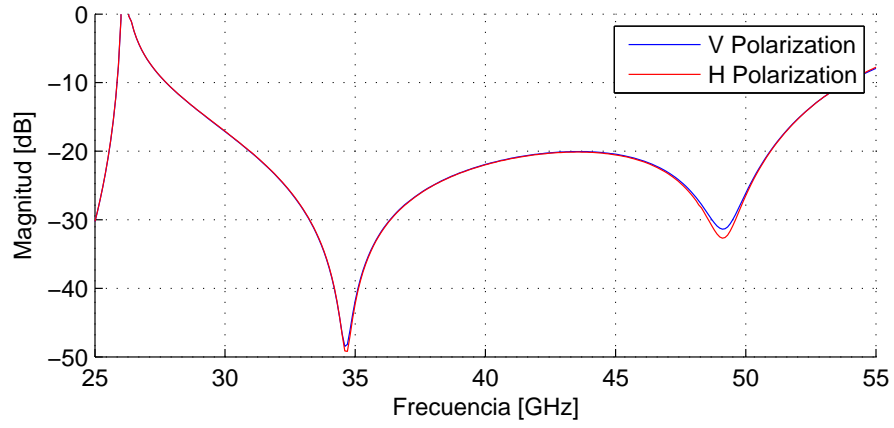


Figura 3.2: Reflecciones en el puerto de entrada

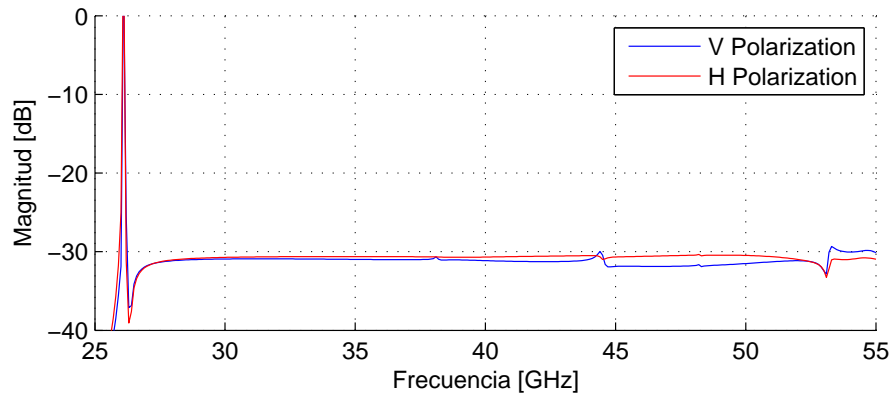


Figura 3.3: Transmisión de polarización cruzada

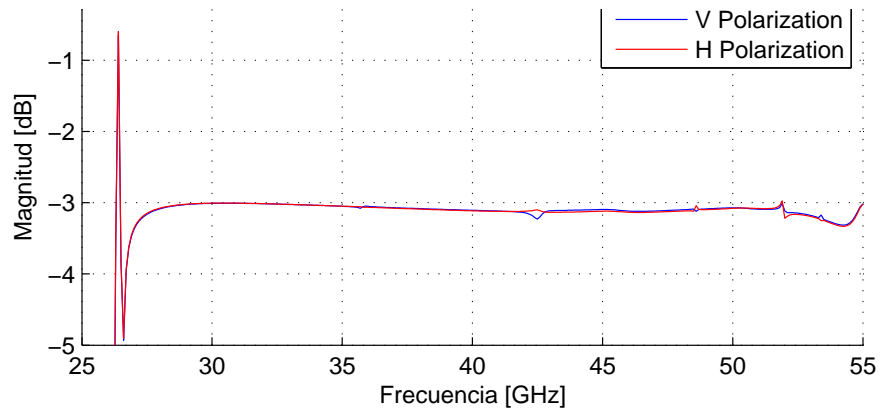


Figura 3.4: Transmisión de polarización cruzada

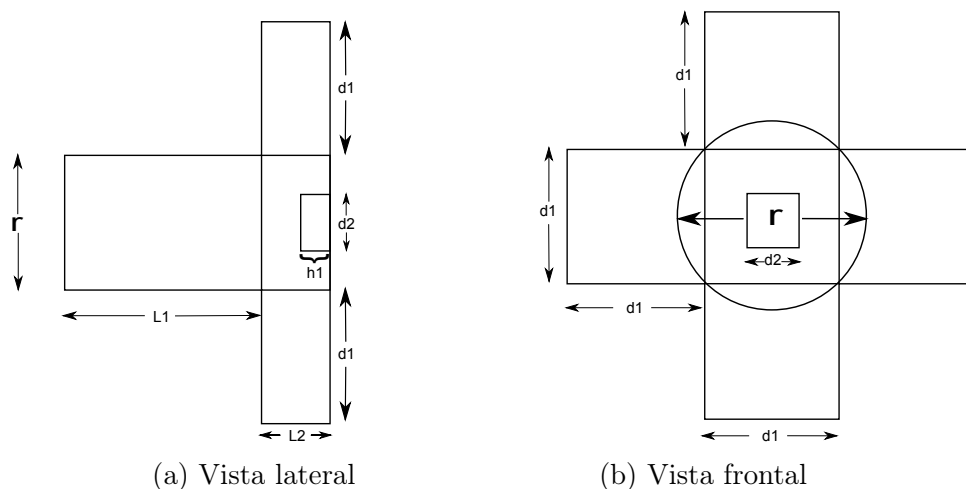


Figura 3.5: Esquema modelo b

Tabla 3.2: Parámetros y dimensiones del modelo b.

Parámetro	Magnitud
$d1$	5.6896 mm
$d2$	2.3014 mm
$L1$	8.3364 mm
$L2$	2.8448 mm
$h1$	1.1687 mm
r	6.7 mm

Modelo b

El segundo modelo diseñado consiste en una guía de onda circular de entrada y con un prisma rectangular como elemento de dispersión (Figura 3.5). Las medidas se encuentran tabuladas en la tabla 3.2.

Este modelo de juntura posee pérdidas mayores a las especificadas para el modelo completo, estando por sobre los -20 dB en toda la Banda 1 (Figura 3.6). La transmisión xpolar se muestra con un nivel medio bajo los -40 dB para toda la banda, presenta picos menores dentro de la banda y uno de mayor envergadura dentro de la banda extendida (Figura 3.8). Debido a pérdidas por reflexiones la transmisión copolar presenta un nivel cercano a los -3 dB (Figura 3.7).

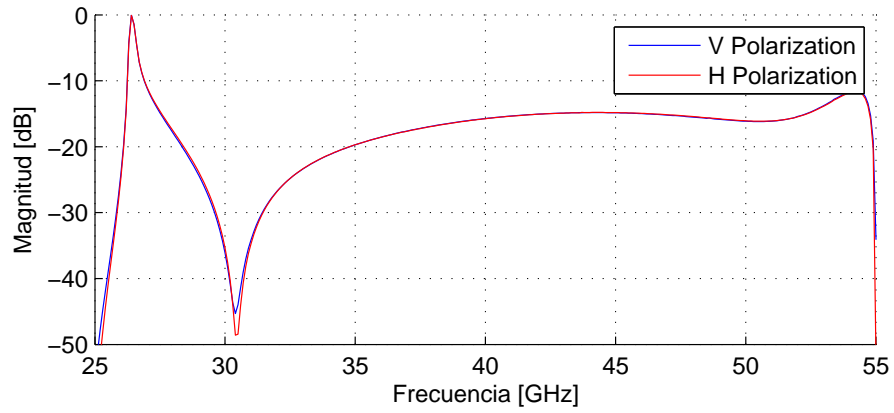


Figura 3.6: Reflecciones en el puerto de entrada

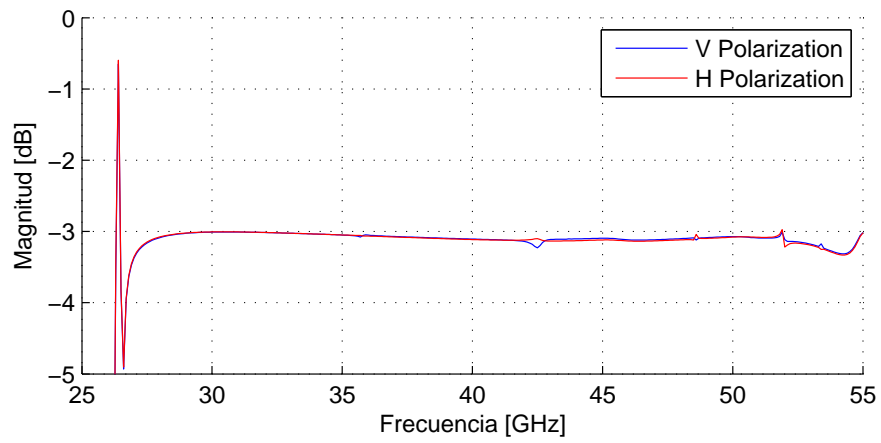


Figura 3.7: Transmisión de polarización cruzada

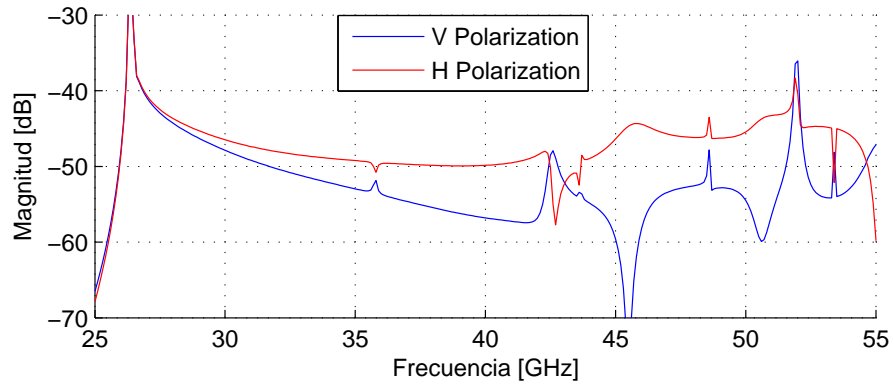


Figura 3.8: Transmisión de polarización cruzada

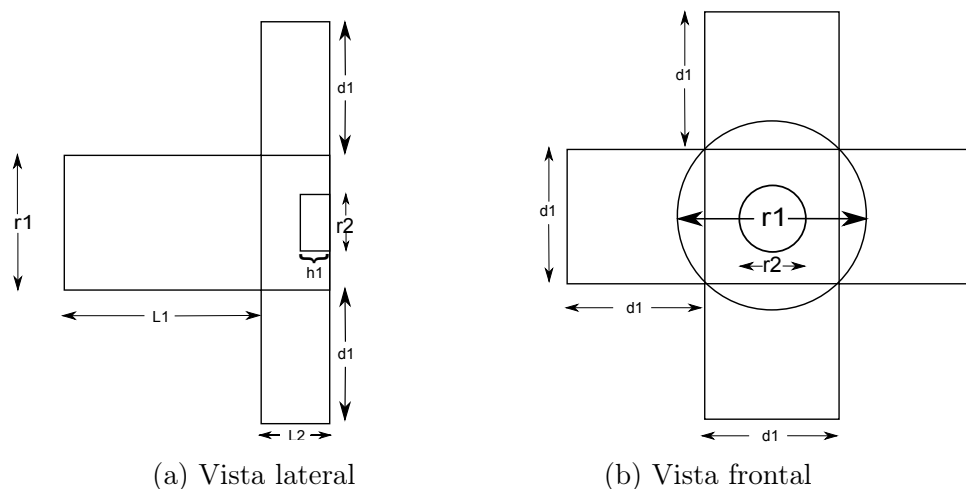


Figura 3.9: Esquema modelo c

Tabla 3.3: Parámetros y dimensiones del modelo c.

Parámetro	Magnitud
$d1$	5.6896 mm
$L1$	8.3364 mm
$L2$	2.8448 mm
$h1$	1.1.1825 mm
$r1$	6.7 mm
$r2$	3.04 mm

Modelo c

El tercer modelo diseñado es conformado por una guía de onda de entrada circular y un cilindro como elemento de dispersión (Figura 3.9). Las medidas se encuentran tabuladas en la tabla 3.3.

Se percibe que las pérdidas por reflexiones están bajo los -20 dB para la completitud de la Banda 1. Este comportamiento también es observado en la Banda extendida (Figura 3.10). Las transmisiones xpolar posee un valor medio por bajo lo -40 dB. Este modelo presenta de igual modo picos de transmisión xpolar dentro de la banda (Figura 3.11). Por otro lado la transmisión copolar se mantiene cercana a los -3 dB (Figura 3.12), indicando el correcto funcionamiento de la juntura.

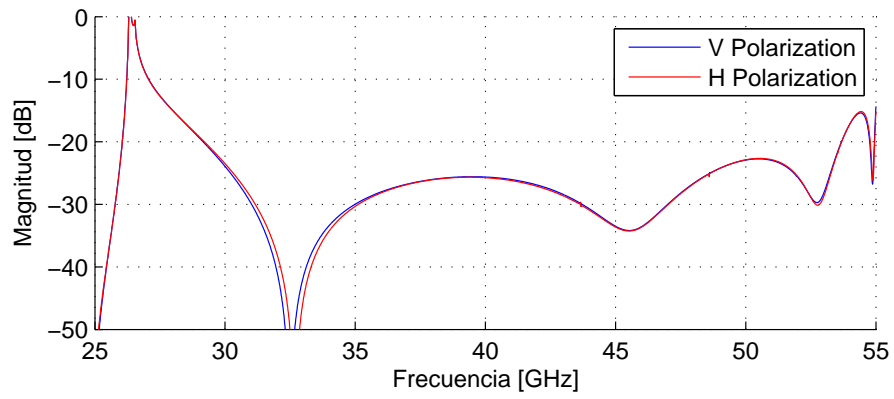


Figura 3.10: Reflecciones en el puerto de entrada

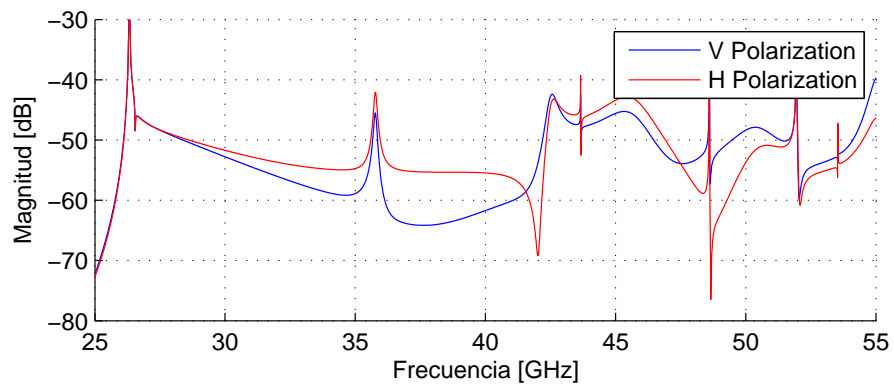


Figura 3.11: Transmisión de polarización cruzada

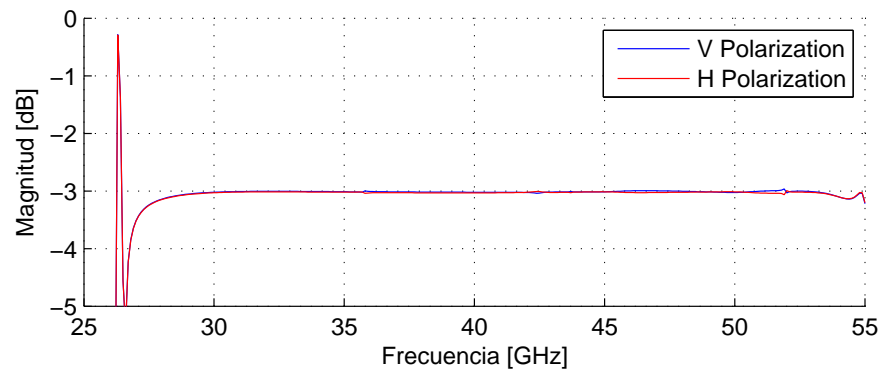


Figura 3.12: Transmisión de polarización cruzada

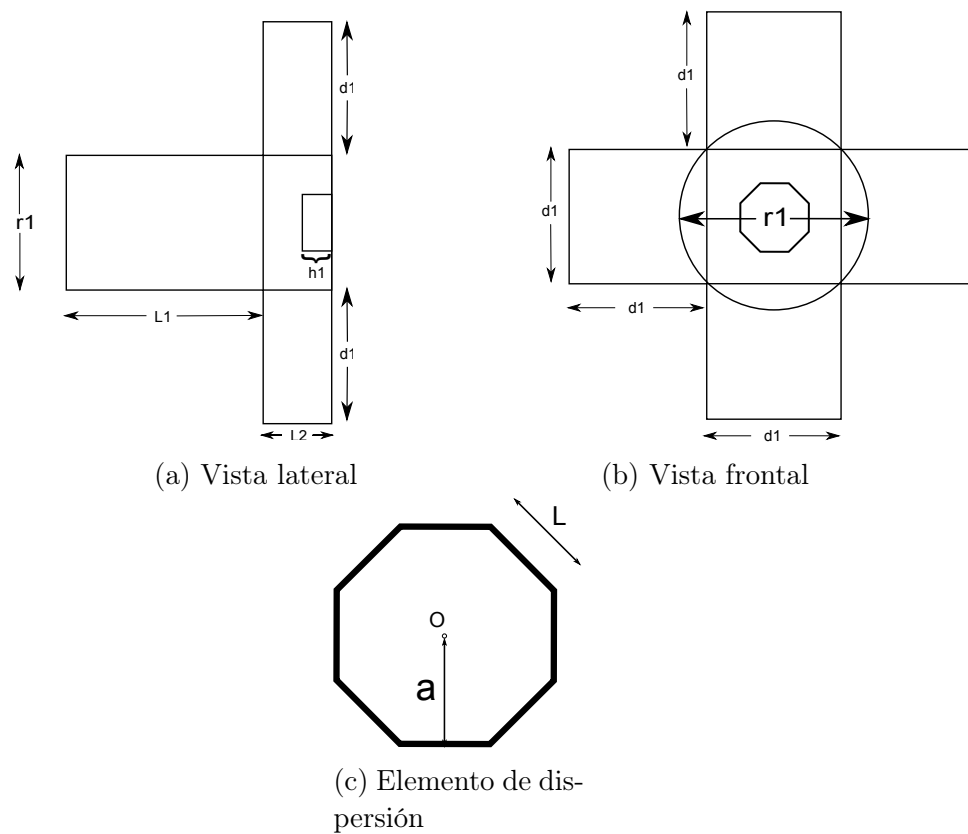


Figura 3.13: Esquema modelo d

Tabla 3.4: Parámetros y dimensiones modelo d.

Parámetro	Magnitud
$d1$	5.6896 mm
$L1$	8.3364 mm
$L2$	2.8448 mm
L	1.2012 mm
r	6.7 mm
$h1$	1.1687 mm
a	1.45 mm

Modelo d

El ultimo modelo consiste en una guía circular como guía de entrada y un prisma octogonal regular como elemento de dispersión (Figura 3.13). Las medidas se encuentran tabuladas en la tabla 3.4.

Las reflexiones en el puerto de entrada se muestran bajo los -24 dB en toda la Banda extendida (Figura 3.14). La transmisión xpolar posee un nivel medio menor a -40 dB. Al igual que los modelos b y c, también presenta picos en la transmisión xpolar (Figura 3.15). Las pérdidas por inserción se muestran cercanas a los -3 dB (Figura 3.16).

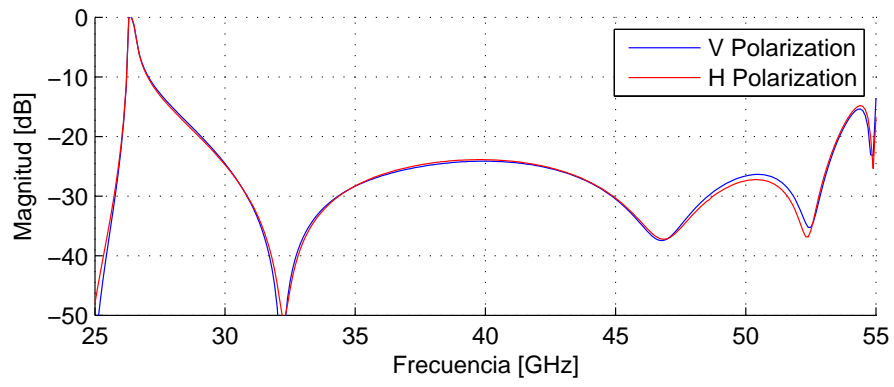


Figura 3.14: Reflecciones en el puerto de entrada

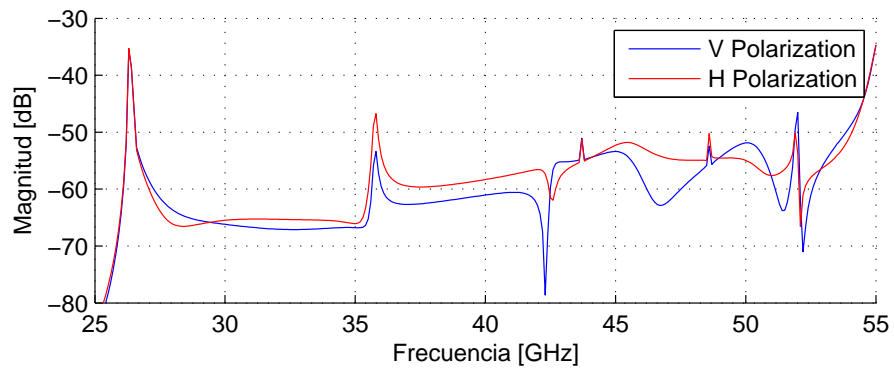


Figura 3.15: Transmisión de polarización cruzada

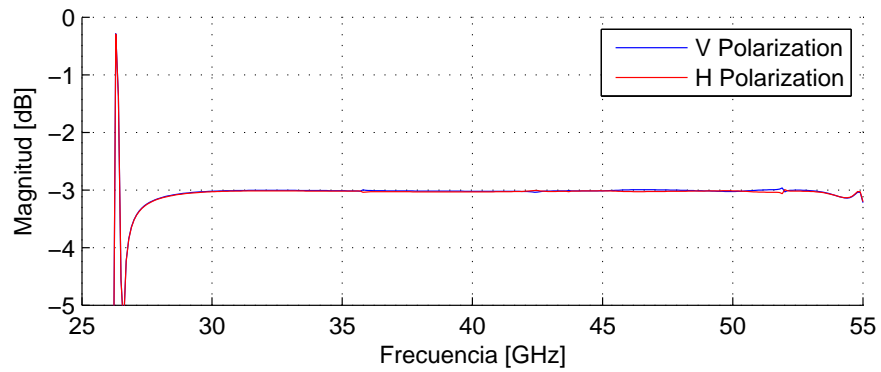


Figura 3.16: Transmisión de polarización cruzada

Una vez obtenidos los cuatro candidatos se analizan los parámetros eléctricos y sus características mecánicas con el fin de elegir un modelo adecuado. Dada la geometría de la bocina de alimentación los modelos (a) y (b) no son aptos. Esto pues es necesario agregar una transición entre la guía de onda circular a la cuadrada, lo cual complejiza la construcción del receptor. A esto se le suma su pobre desempeño eléctrico, al poseer pérdidas por reflexiones muy altas, y por consiguiente, no satisface los requerimientos dados.

Solo los modelos (c) y (d) son aptos para integrar el modelo completo. De estos modelos se escoge el modelo (c) por la simplicidad del elemento de dispersión en comparación al modelo (d).

3.1.2. Diseño de componentes

En esta sección se detallan los componentes necesarios para la confección del OMT en todas sus fases. Se entrega un esquemático del dispositivo, sus dimensiones y sus parámetros S. En el proceso de diseño del OMT completo existieron tres principales etapas, durante las cuales se originaron tres modelos distintos de OMT los cuales requirieron el diseño de:

- Codo 90° escalonado de tres pasos en plano E.
- Codo 90° escalonado de tres pasos en plano H.
- Codo 90° con dos chaffanes en plano E.
- Codo plano H.
- Transformador Tschebyshev 4 secciones integrado codo plano H.
- Transformador Tschebyshev tres secciones.
- Combinadores de potencia.

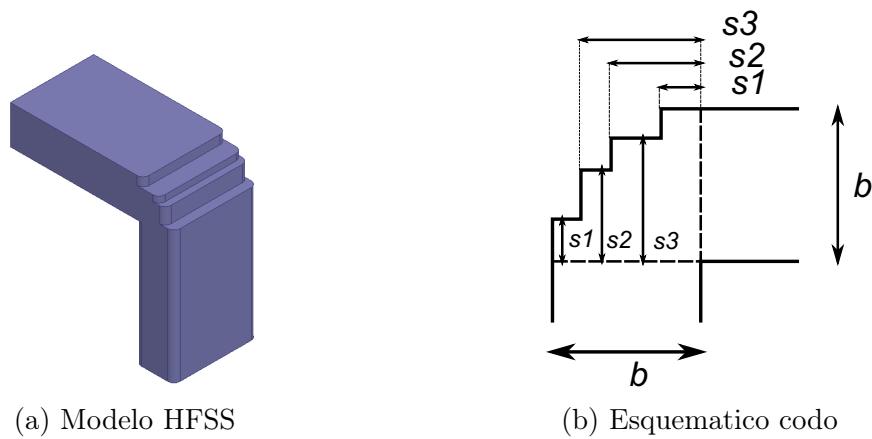


Figura 3.17: Codo escalonado de 3 escalones Plano E

Parámetro	Magnitud
b	2.8448 mm
$s1/b$	0.2
$s2/b$	0.61
$s3/b$	0.77

Tabla 3.5: Dimensiones codo modelo escalonado.

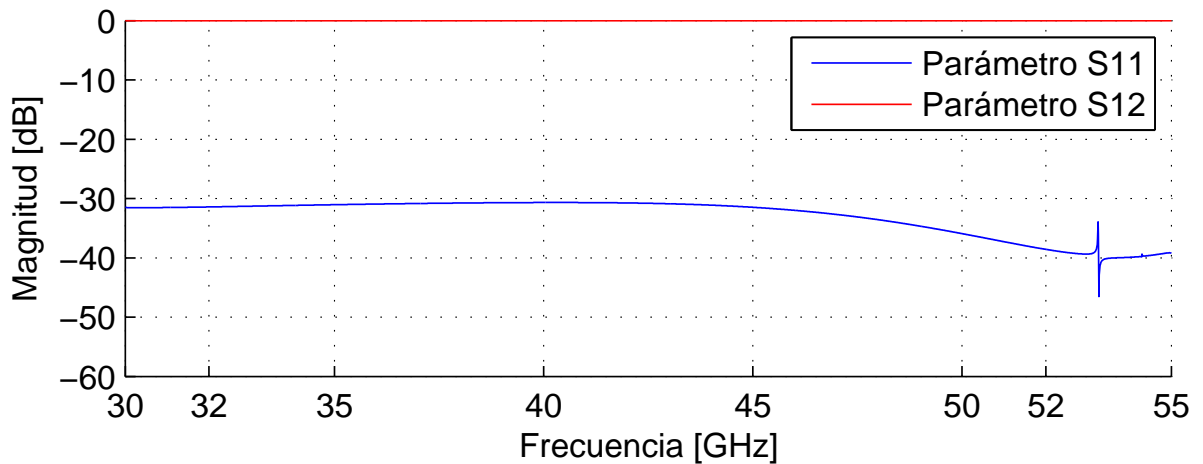


Figura 3.18: Reflexiones y transmisiones del codo escalonado

Codos escalonado

El Modelo de codo compacto de 90° corresponde un codo escalonado en el plano E con tres pasos o escalones (Figura 3.17a) [19]. Se presentan las medidas de este (Figura 3.17b, tabla 3.5) y sus parámetros eléctricos (Figura 3.18)

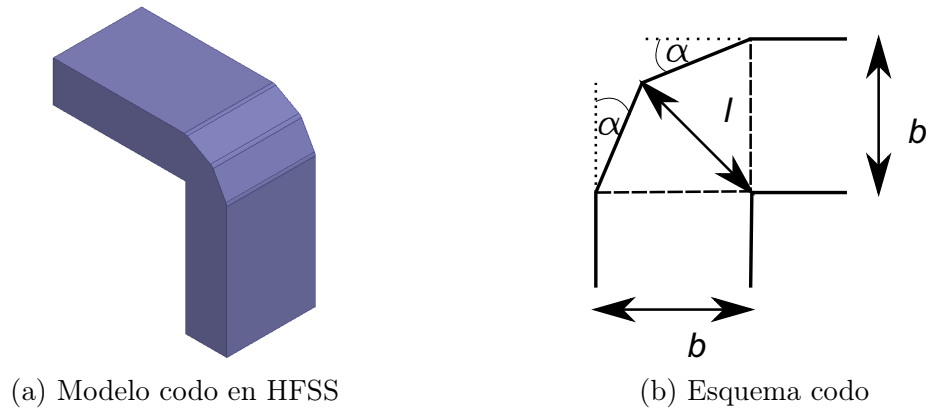


Figura 3.19: Codo con dos chaflanes plano E

Tabla 3.6: Dimensiones codo modelo 2.

Parámetro	Magnitud
b	2.8448 mm
l/b	0.91

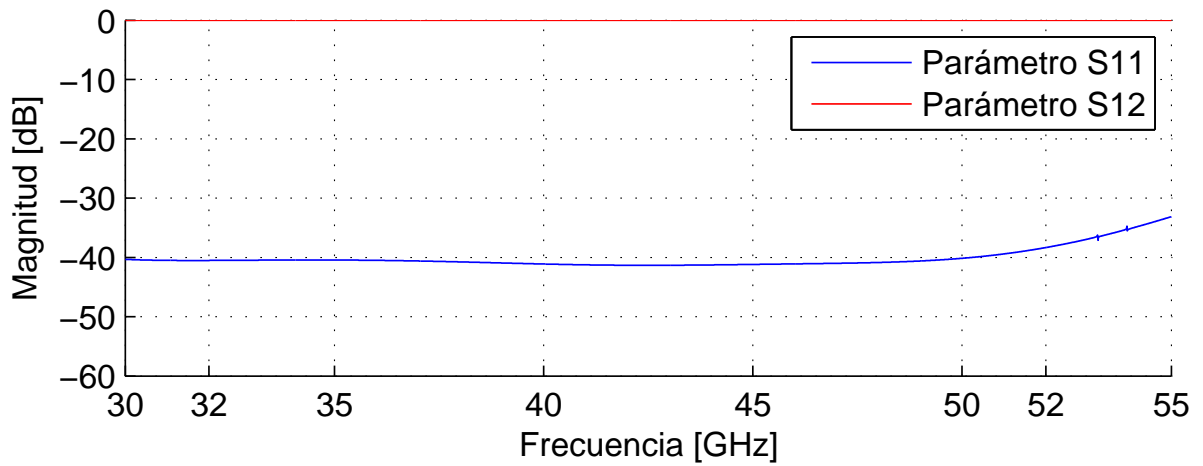


Figura 3.20: Reflexiones y transmisiones del codo con chaflanes

Codos con chaflan

El modelo 2 del codo corresponde a un esquina con dos chaflanes en el plano E en la esquina exterior de este (Figura 3.19). Se presentan las medidas de este (Figura 3.19b, tabla 3.6) y sus parámetros eléctricos (Figura 3.20).

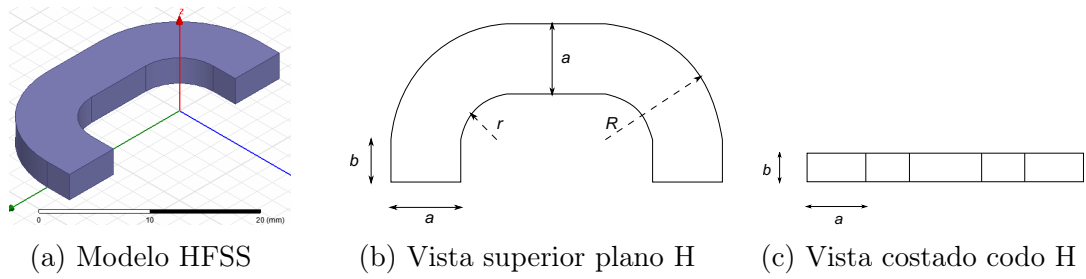


Figura 3.21: Esquema codo plano H

Tabla 3.7: Dimensiones del codo plano H.

Parámetro	Magnitud
a	5.6896 mm
b	2.8448 mm
r	4.3552 mm
R	10.0448 mm

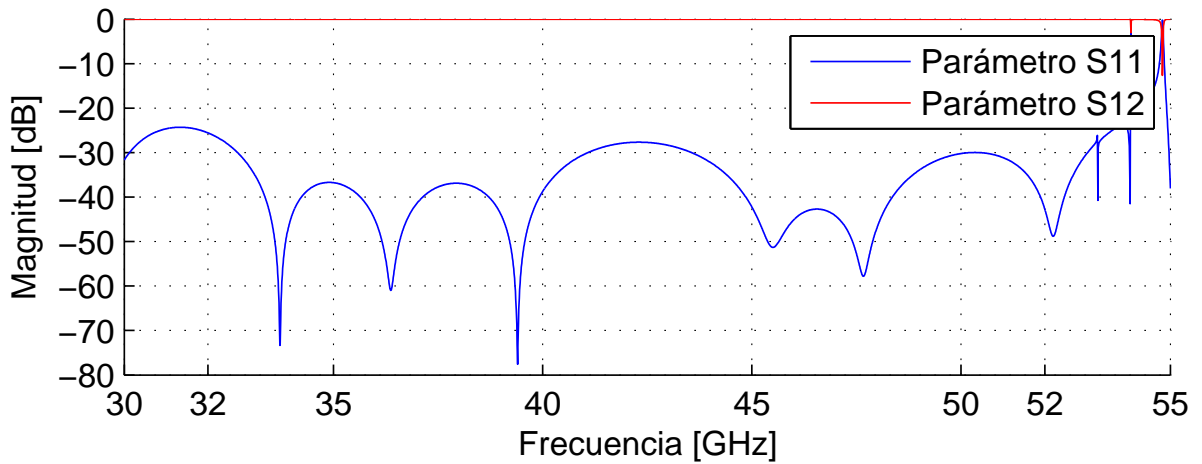
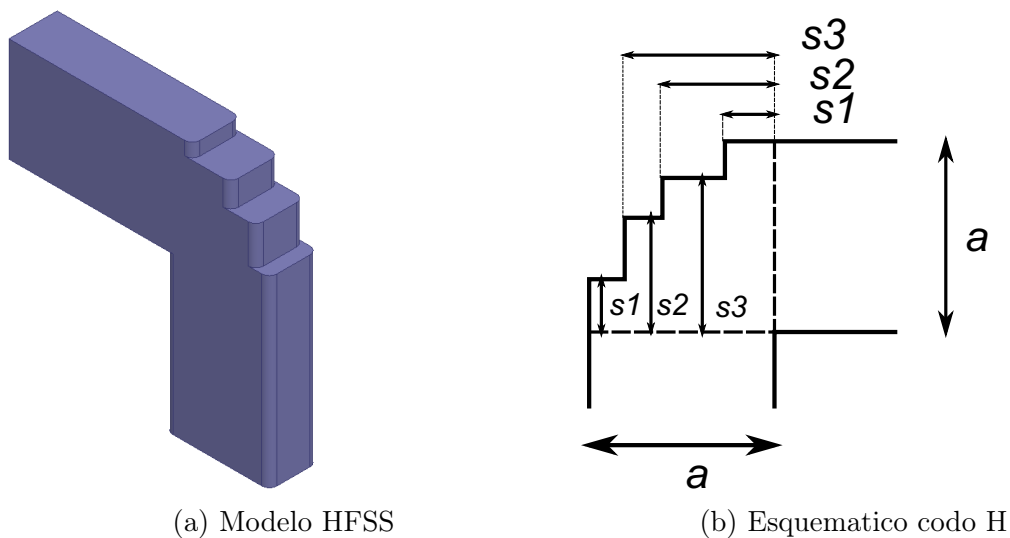


Figura 3.22: Reflecciones y transmisiones del codo plano H

Codo plano H

Se conciben dos modelos de codo, el primero es un codo de doblez, mientras el segundo es un codo escalonado. Para el diseño del primer codo (Figura 3.21) se optimiza el radio de curvatura un radio con tal de minimizar las pérdidas por reflexiones sufridas (Figura 3.22). Las dimensiones se encuentran tabuladas en la tabla 3.7.



(a) Modelo HFSS

(b) Esquemático codo H

Figura 3.23: Codo escalonado de 3 escalones plano H

Tabla 3.8: Dimensiones codo modelo escalonado.

Parámetro	Magnitud
a	5.4 mm
$s1/a$	0.26
$s2/a$	0.63
$s3/a$	0.87

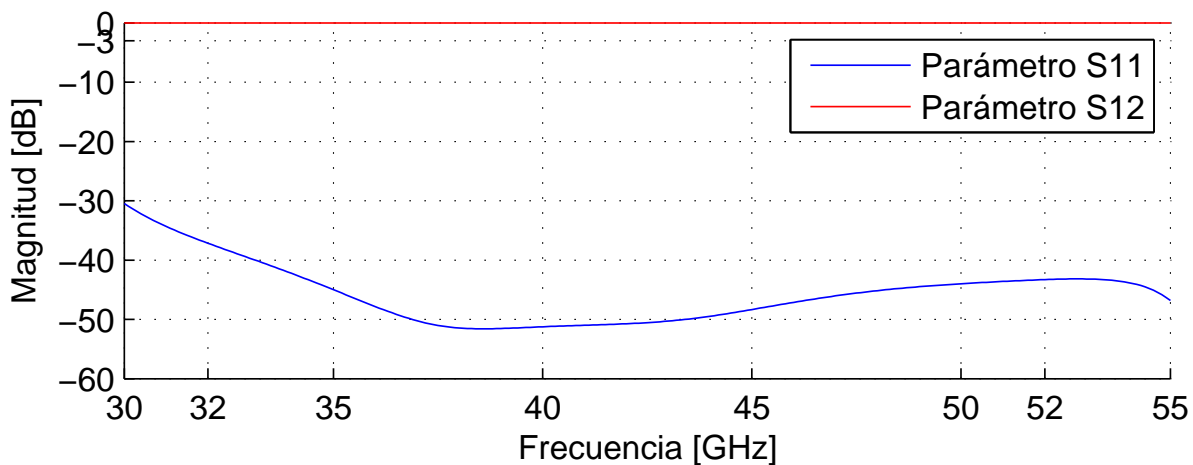


Figura 3.24: Reflexiones y transmisiones del codo escalonado plano H

El segundo codo en el plano H, es un codo 90° escalonado con tres escalones (Figura3.23a). Se presentan su esquema (Figura3.23b y Tabla3.8) y sus paámetros eléctricos(Figura 3.24).

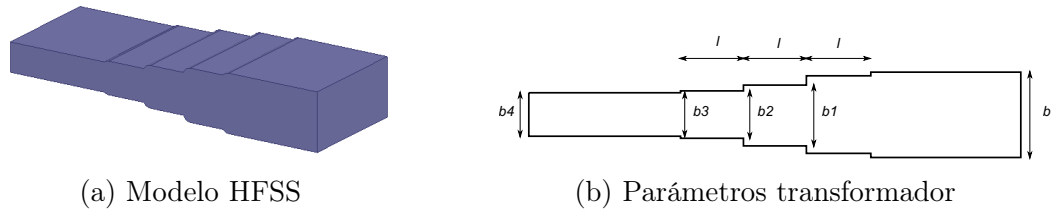


Figura 3.25: Esquema Codo tres secciones

Tabla 3.9: Dimensiones del transformador de tres secciones

Parámetro	Magnitud	Parámetro	Magnitud
b	2.8448 mm	$b1$	2.552 mm
$b2$	2.012 mm	$b3$	1.587 mm
$b4$	1.4224 mm	l	2.104 mm

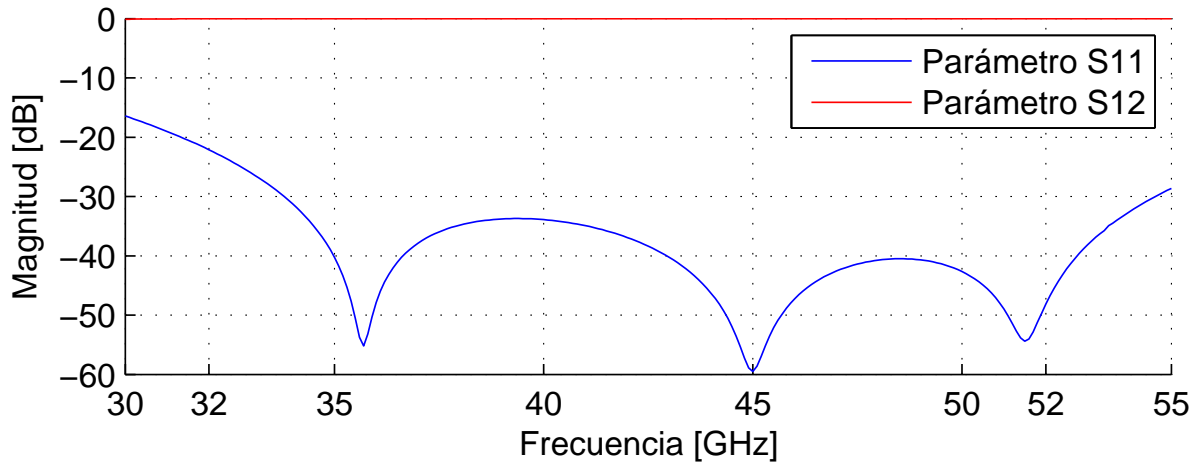


Figura 3.26: Reflexiones y transmisiones del transformador de tres secciones

Transformadores de impedancia

Los transformadores de impedancia se diseñaron de acorde a [20]. Se producen transformadores de dos, tres, cuatro y cinco secciones, estos son usados principalmente para disminuir la sección transversal de la guía de onda antes o después de un combinador de potencia.

El primer modelo corresponde a un transformador de tres secciones (Figura 3.25) para adaptar una guía de onda **WR22** a una guía de $1,4224 \times 5,69$ mm. Las medidas de las secciones se encuentran tabuladas en la tabla 3.9 y el comportamiento eléctrico es expuesto en Figura 3.26.

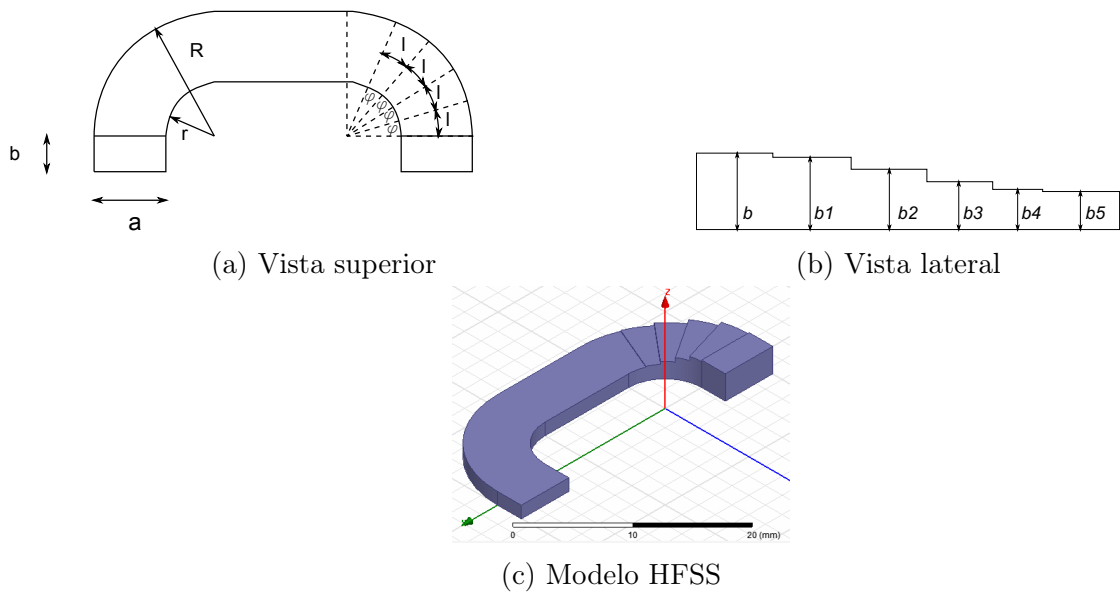


Figura 3.27: Esquema transformador de Tschebyshev curvo

Tabla 3.10: Dimensiones Transformador curvo de cinco secciones

Parámetro	Magnitud	Parámetro	Magnitud
a	5.6896 mm	b_4	1.5072 mm
b	2.8448 mm	b_5	1.4224 mm
b_1	2.6847 mm	l	2.104 mm
b_2	2.2540 mm	r	4.3552 mm
b_3	1.7952 mm	R	10.0448 mm

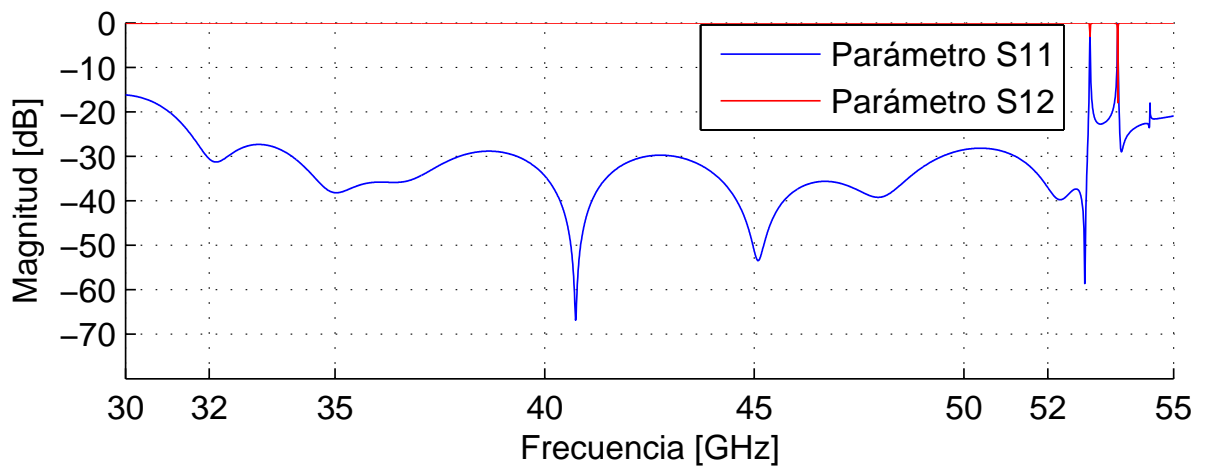


Figura 3.28: Reflexiones y transmisiones del codo plano H

El segundo transformador corresponde a un transformador integrado a un codo en el plano H (Figura 3.27, 3.28). Las Dimensiones de las secciones del transformador (Tabla 3.12) son calculadas analíticamente acorde a [20].

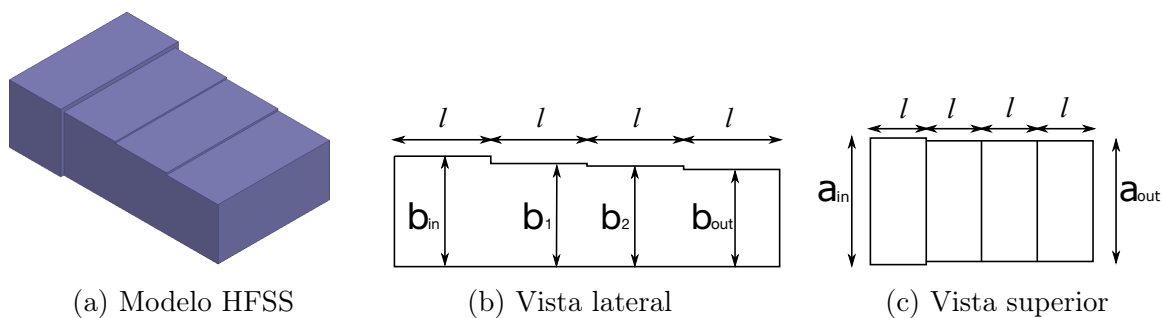


Figura 3.29: Esquema transformador de dos secciones

Tabla 3.11: Dimensiones transformador dos secciones

Parámetro	Magnitud
b_{in}	2.845 mm
b_1	2.66 mm
b_2	2.59 mm
b_{out}	2.5 mm
a_{in}	5.69 mm
a_{out}	5.4 mm

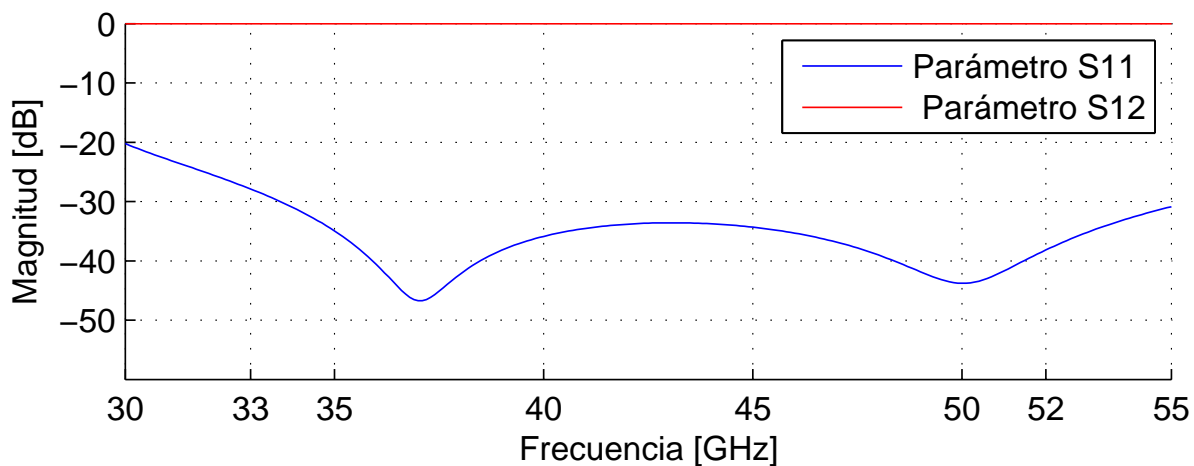


Figura 3.30: Reflexiones y transiciones del transformador de dos secciones

El tercer transformador diseñado (Figura 3.29, 3.30) consiste en una transformador de dos secciones, cuyo propósito es disminuir la sección transversal de la guía de onda de en los brazos de recombinación. Las medidas de este adaptador son calculadas según [20],

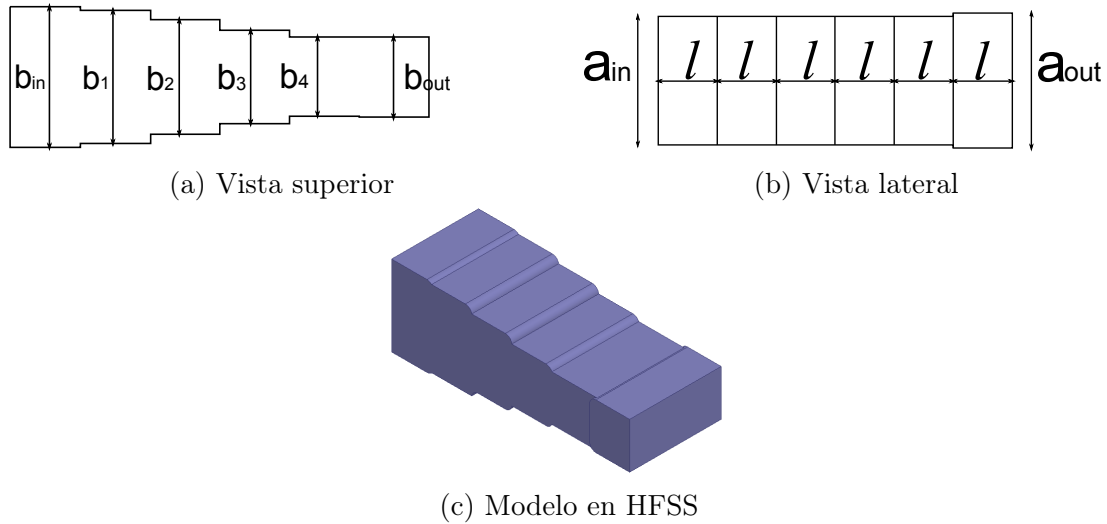


Figura 3.31: Esquema transformador para el combinador de potencia

Tabla 3.12: Dimensiones Transformador curvo de cinco secciones

Parámetro	Magnitud	Parámetro	Magnitud
a_{in}	5.4 mm	b_3	3.32 mm
a_{out}	5.69 mm	b_4	2.83 mm
b_{in}	5 mm	b_{out}	2.845 mm
b_1	4.75 mm	l	2.49 mm
b_2	4.07 mm		

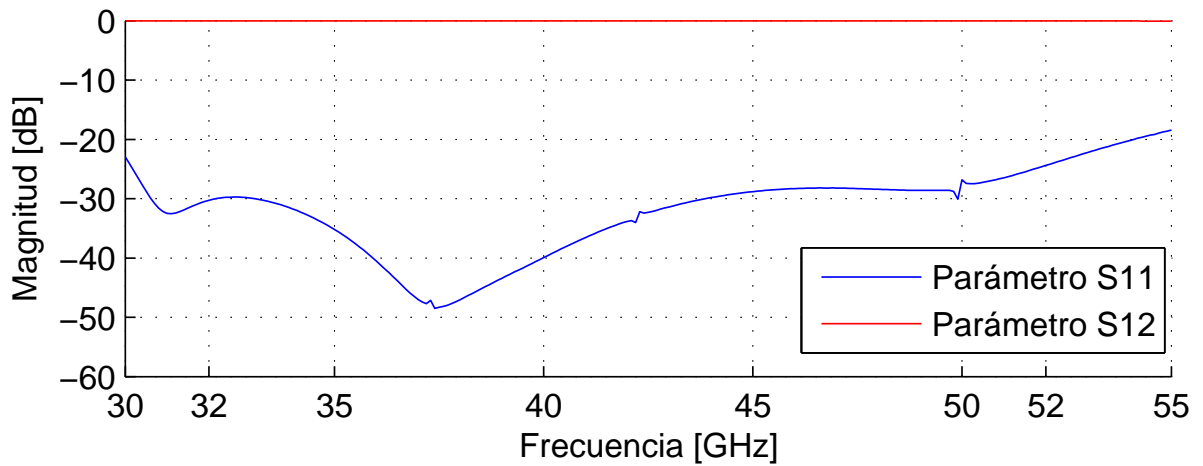
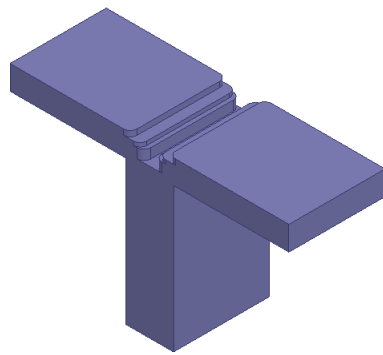
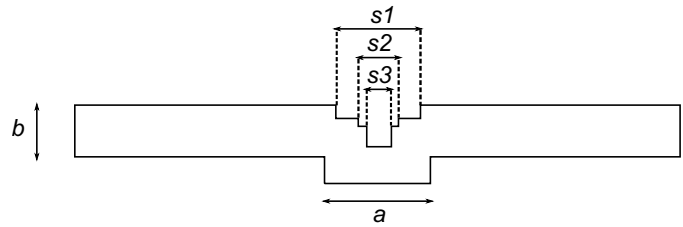


Figura 3.32: Reflexiones y transiciones del transformador de cinco secciones

El cuarto y último transformador de impedancia utilizado (Figura 3.31,3.31) corresponde al utilizado en el combinador de potencia, y es la última modificación realizada a las dimensiones de la guía de onda antes de los puertos de salida.



(a) Modelo de la junta T



(b) Dimensiones de la junta T

Figura 3.33: Combinador de potencia estilo junta T

Tabla 3.13: Junta T de tres escalones

Parámetro	Magnitud
b	1.4224 mm
$s1/b$	1.8
$s2/b$	0.78
$s3/b$	0.46

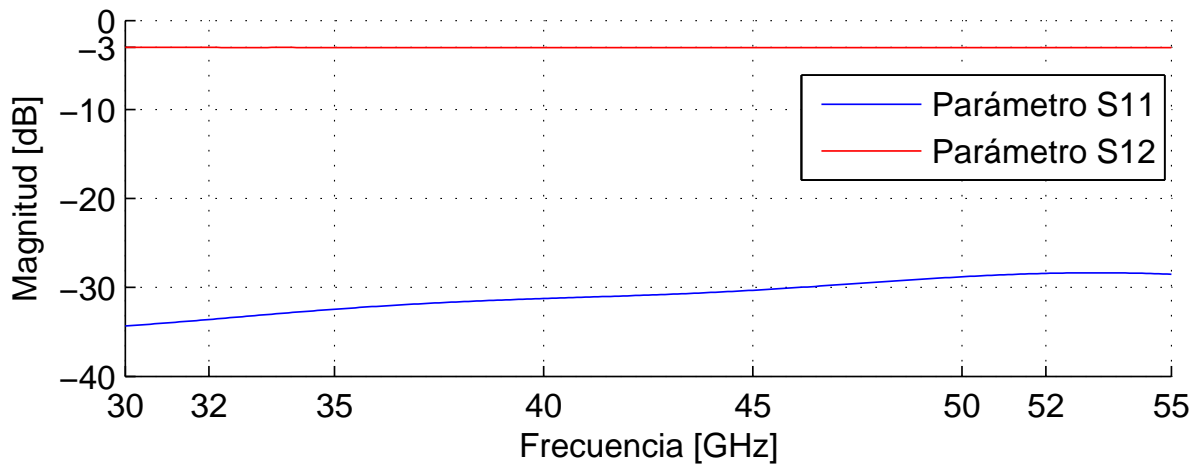


Figura 3.34: Reflecciones puerto de salida (S11) y transmisiones entre puertos de entrada y salida (S12)

Combinadores de potencia

Los combinadores de potencia son el elemento que lleva a cabo la unión de las polarizaciones separadas por la junta turnstile. Wollack sentó bases para el diseño de estos dispositivos [21]. Consisten generalmente en una junta T en donde la relación entre la guía de entrada es el doble de la guías de onda de salida. El primer combinador corresponde a una junta T (Figura 3.17), o unión de dos codos escalonados (Figura 3.33, 3.34). Las dimensiones se encuentran tabuladas en la tabla 3.13

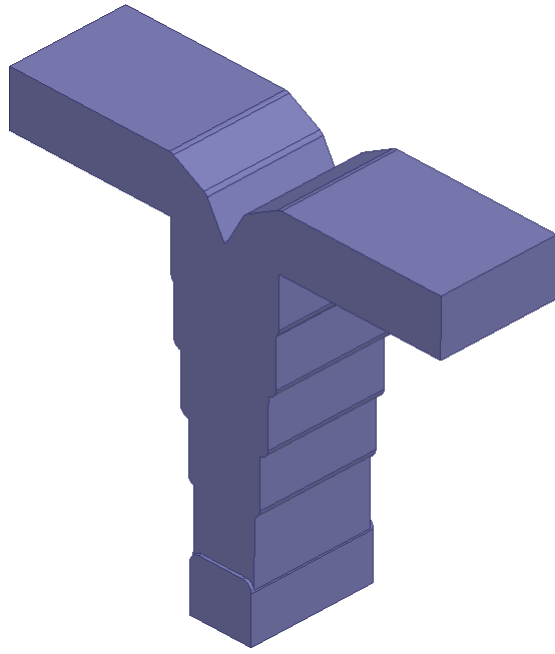


Figura 3.35: Modelo del segundo combinador

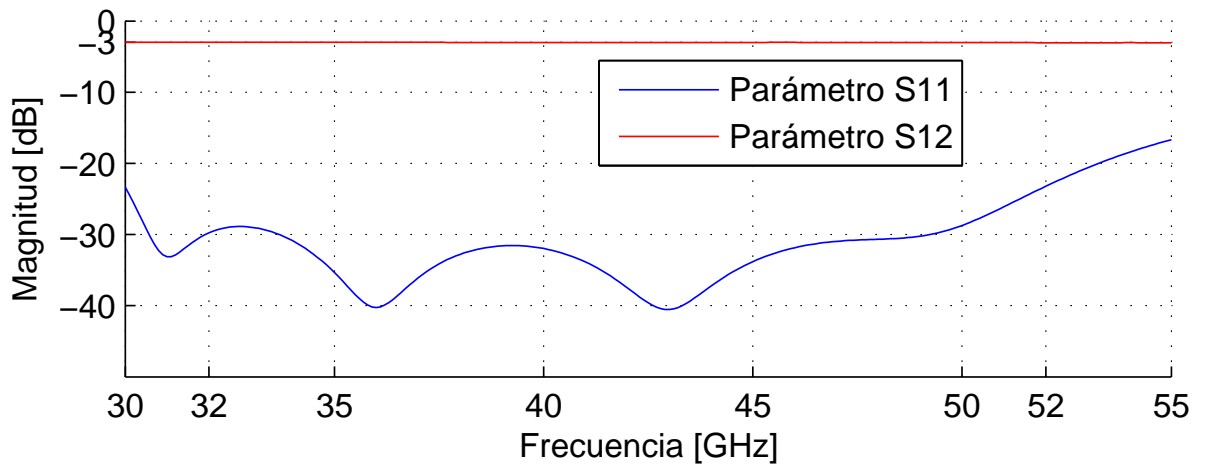


Figura 3.36: Reflexiones en el puerto de salida (S11) y transmisión entre puertos de entrada y salida (S12)

A pesar de las indicaciones entregadas por Wollack, es posible modificar la geometría de los combinadores sin alterar su funcionamiento. Es así como se utilizan codos achaflanados (Figura 3.19) y transformadores de impedancia (Figura 3.31) para crear un nuevo combinador (Figura 3.35, 3.36).

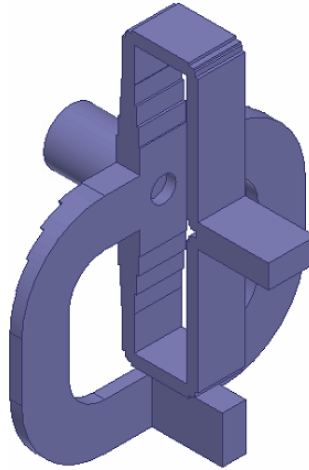


Figura 3.37: Diseño modelo inicial, los brazos de recombinación se hicieron lo mas pequeños posibles de tal manera de que el modelo fuera los mas compacto posible

Magnitud	Polarización Vertical	Polarización Horizontal
Reflecciones medias [dB]	-27.23	-27.27
Transmisión xpolar media [dB]	-51.42	-53.3
Transmisión copolar media [dB]:	0.0	0.0

Tabla 3.14: Resultados medios Omt modelo 1

3.1.3. Integración y análisis de resultados

Una vez hechos los diseños de los componentes se unen y se forma el primer diseño de OMT 3.37 .El carácter de este modelo es ser compacto y pequeño al momento de recombinar las polarizaciones. También se mantuvo en mente la facilidad de construcción al desearse una construcción por losas o capas.

Los resultados a primera vista arrojan que el primer modelo satisface las condiciones impuestas3.14 . Se realiza un análisis mas detallado del modelo y se descubre existencia de picos en las reflexiones en el puerto de entrada (Figura 3.38), al igual en la transmisión xpolar(Figura 3.39). Sin embargo no se ven manifestados en las transmisiones copolar (Figura 3.40). La magnitud de estos picos es tal que el modelo deja de cumplir los requerimientos, aún cuando los valores medios satisfaces estas restricciones.

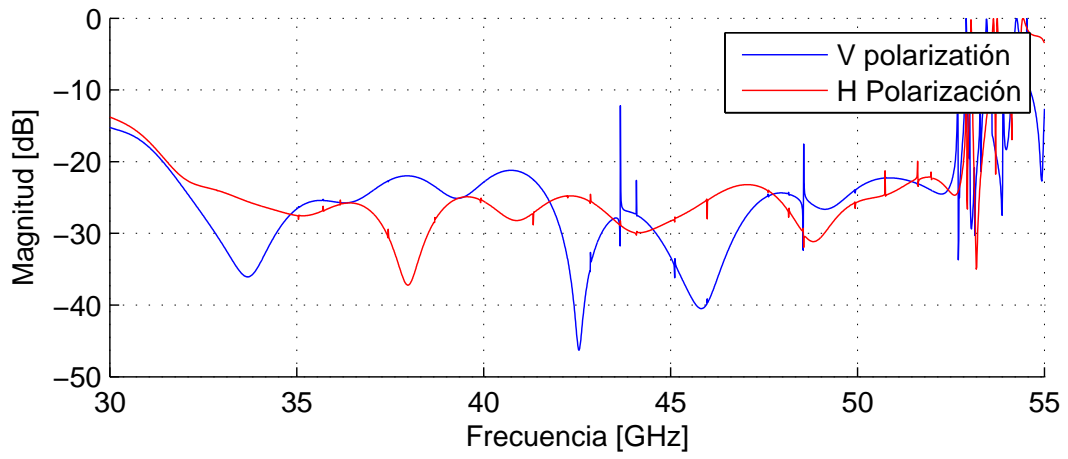


Figura 3.38: Reflecciones puerto de entrada

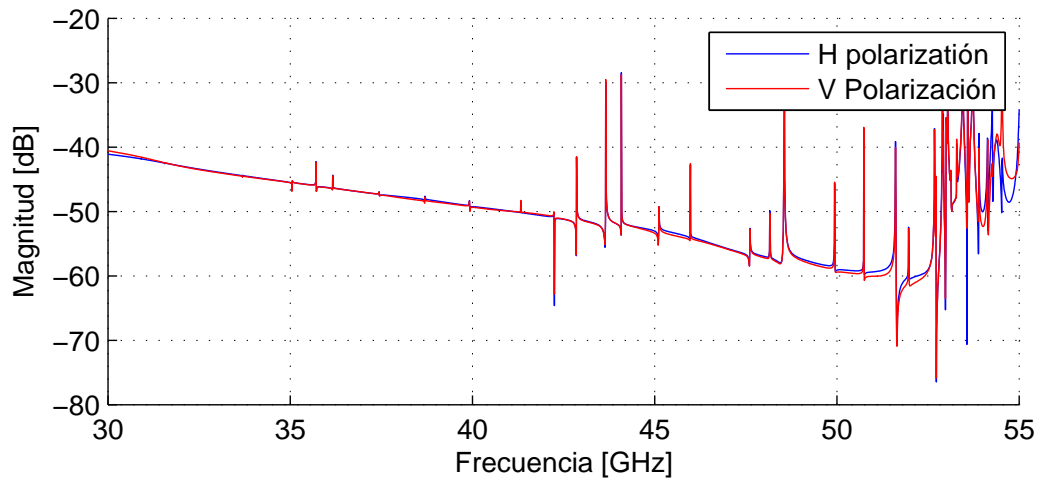


Figura 3.39: Transmisión de polarización cruzada

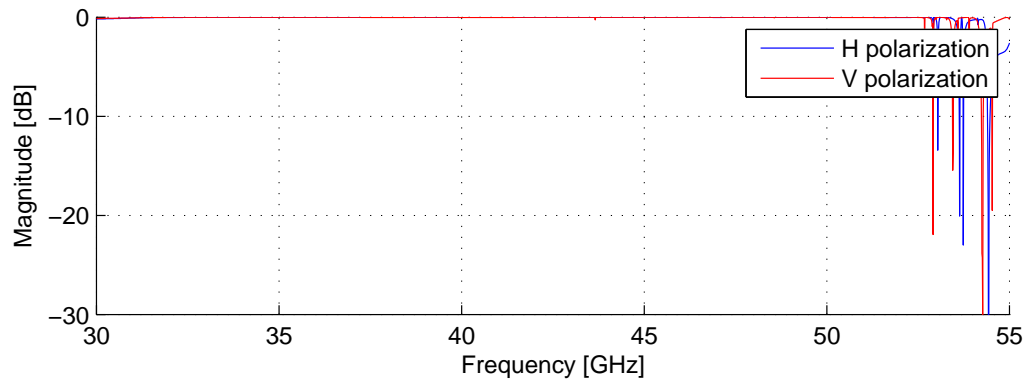


Figura 3.40: Transmisión de polarización copolar

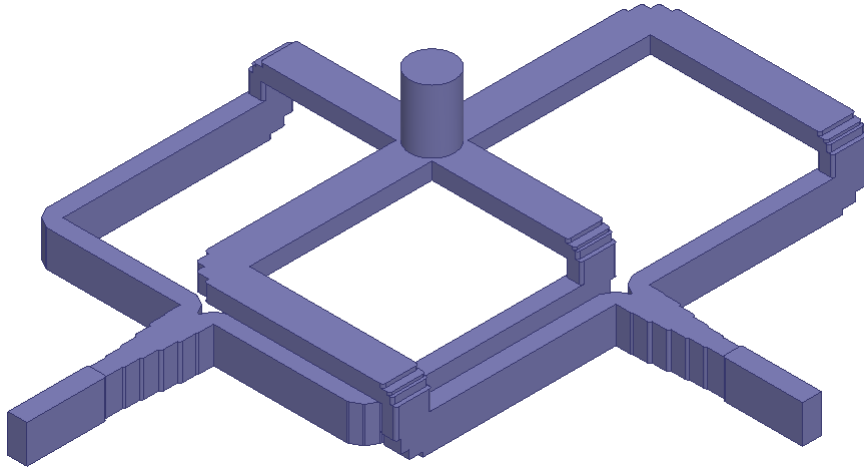


Figura 3.41: Modelo del OMT despues de haber introducido las priemras modificaciones en el diseño. El cambio mas notorio es el tamaño del OMT. Despues de cada codo se agrega una guía de onda de longitud equivalente de $n + 1/4 \cdot \lambda_{waveguide\ central}$, con $\lambda_{waveguide\ central}$ la longitud de onda de la guía de onda correspondiente a la frecuencia central

3.1.4. Mitigación de picos

Como se menciona anteriormente las simulaciones más finas del modelo 1 arrojaban que comportamientos no deseados en la banda. Principalmente la manifestación de picos de ruido en las reflexiones en el puerto de entrada y en la transmisión xpolar. Debido a esto y al hecho de que construir un dispositivo el cual no se esta seguro de sus características significaría un riesgo en cuanto a tiempo y recursos se propone un nuevo diseño siguiendo las recomendaciones de [22].

Para la confección del nuevo modelo se toman en en cuenta los factores que introducen ruido en las características del OMT y pueden ser subsanadas mediante ciertas consideraciones. Los factores son

- Simetría de los brazos de recombinación.
- Modos de mayor orden.
- Modos atrapados.

Con estos puntos en mente se concibe un nuevo modelo de OMT (Figura 3.41), que presenta una disminución de la sección transversal de la guía de onda de una **WR-22** a una guía de $2,5 \times 5,4$ mm, codos escalonados en plano E y H , y finalmente presenta una junta Y, para finalmente transformar la salida a una guía de onda estándar **WR-22**.

3.1.5. Análisis de los factores de ruido

Simetría de las salidas

El hecho de que ambas vías de recombinación posean el mismo largo afecta principalmente en la recombinación del modo fundamental y de los modos de mayor orden. Esto, si el desfase entre ambas partes del modo fundamental es distinto a π al recombinarse se puede producir interferencia destructiva entre ambas señales, afectando a la transmisión. Con respecto a los modos de mayor orden, el largo y simetría afecta pues frente a cada discontinuidad en la guía de onda, se excitan modos de mayor orde. Estos modos presentan atenuación en las guías de onda de los brazos de recombinación, por lo que se desea que las excitaciones y decaimiento sean idénticos en ambos brazos. Es con este motivo el cual motiva a la estructura simétrica de ambas recombinaciones del OMT.

Modos de mayor orden

Debido a que la guía de onda de entrada del OMT es circular, esta soporta modos de mayor orden dentro de la banda, los cuales pueden afectar la transmisión xpolar del dispositivo. El efecto de estos modos no solo se limita al OMT sino también afecta a los patrones xpolar de la bocina de alimentación [22]. Como la guía circular permite la propagación de estos modos (Tabla 3.16a), es imposible evitar su existencia en la guía de entrada. Sin embargo, al momento de incurrir en la junta turnstile, estos modos circulares se acoplan a modos de guía rectangular particulares [23],(Tablas 3.15 y 3.16b). Muchos de estos modos electromagnéticos presentan frecuencias de corte mucho mayores, siendo modos evanescentes. Esta propiedad muestra que puede ser útil el aumentar el largo de las guías en los secciones de recombinación del OMT. Con el fin de exaltar la atenuación de los modos de mayor orden, se reduce la sección transversal de la guía de onda en los brazos re recombinación.

Modos atrapados

Los modos atrapados consisten en modos de mayor orden los cuales son excitados y resuenan en zonas en ciertas zonas particulares del OMT, sustrayendo energía del modo principal. Los requisitos para que este fenómeno suceda se requiere tres condiciones.

- Un modo espurio debe propagarse
- el modo debe estar confinado en una zona específica
- El tamaño de la zona debe ser tal que permita al modo resonar

Para que un modo espurio o de mayor orden pueda propagarse, solo es necesario que decaiga la frecuencia de corte. Debido a las estructuras presentes en el OMT la sección transversal de la guía de onda varía a lo largo de los brazos de recombinación. Esto genera zonas en las cuales es posible la propagación de modos espurios, conocidas como “pozo” en la frecuencia de corte. Para que el modo resuene en este “pozo” es necesario que este sea lo suficientemente profundo o largo tal que la fase es un múltiplo de π [23] (Eq 3.1).

Tabla 3.15: Modos de acoplamiento dominante para guías circulares y cuadradas

Modo guía circular	Modo guía rectangular
TE_{s11}	TE_{10}
TE_{c11}	TE_{01}
TM_{01}	TM_{11}
TE_{s21}	TE_{11}
TE_{c21}	$TE_{20} + TE_{02}$
TM_{s11}	TM_{21}
TM_{c11}	TM_{12}
TE_{01}	$TE_{20} + TE_{02}$

Tabla 3.16: (a) Modos en guía circular ($r=3.35$ mm) y respectivas frecuencias de corte, donde el subíndice s o c indica la implementación del modo. (b) Modos en guía rectangular **WR-22** y respectivas frecuencias de corte

(a)		(b)	
Modo	frecuencia de corte	Modo	frecuencia de corte
TE_{s11}, TE_{c11}	26.24 [GHz]	TE_{10}	26.36 [GHz]
TM_{01}	34.27 [GHz]	TE_{01}/TE_{20}	52.72 [GHz]
TE_{s21}, TE_{c21}	43.53 [GHz]	TM_{11}/TE_{11}	58.95 [GHz]
TE_{01}	54.63 [GHz]	TM_{21}	74.57 [GHz]
TM_{s11}, TM_{c11}	54.52 [GHz]	TE_{02}	105.46 [GHz]
		TM_{12}	108.7 [GHz]

$$\phi(f) = \int_{x_1}^{x_2} \gamma(x) dx = \int_{x_1}^{x_2} \sqrt{k^2 - k_c^2(x)} dx = 2\pi\sqrt{\mu\epsilon} \int_{x_1}^{x_2} \sqrt{f^2 - f_c^2(x)} dx = N\pi \quad (3.1)$$

Se consideran los primeros modos que presentan frecuencias de corte menores a 55 [GHz]. Dada la simetría de la guía circular, los subíndices a o s representa orientación deseada mientras c o b corresponden a la orientación perpendicular. Se calcula y gráfica la frecuencia de corte de los modos TE_{s11} (Figura 3.42), TE_{c11} (Figura 3.43), TM_{01} , TE_{s21} (Figura 3.44) y TE_{c21} (Figura 3.45) y de sus respectivos modos acoplados a través de un par de brazos de recombinación. Se encuentran dos pozos importantes, uno en la junta turnstile (0 [mm]) que involucra a los modos TE_{11s} y TE_{21} , y el otro en el combinador Y (110 mm) que involucra a los modos TE_{11c} , TE_{21s} y TM_{01} . Para la junta turnstile ninguno de ambos modos alcanzara a resonar pues ambos pozos poseen una fase acumulada menor a π . Para el pozo creado por el combinador Y la fase total indica que existirán resonancias aproximadamente en 39,15 y 48,1 GHz (correspondientes al modo TE_{11c} , Figura 3.43) y en 47,95 GHz (correspondiente al modo TM_{01}/TE_{21s} , Figura 3.44). sin embargo para que estos modos entren en resonancia deben ser excitados primero, y debido a la simetría en el plano H y a las variaciones solo en el ancho del combinador, solo se excitaran modos $TE_{1n} + TM_{1n}$ con $n = 2, 4, 6, \dots$ [24]. Esta aseveración solo es verdadera si no existen irregularidades con la construcción del dispositivo.

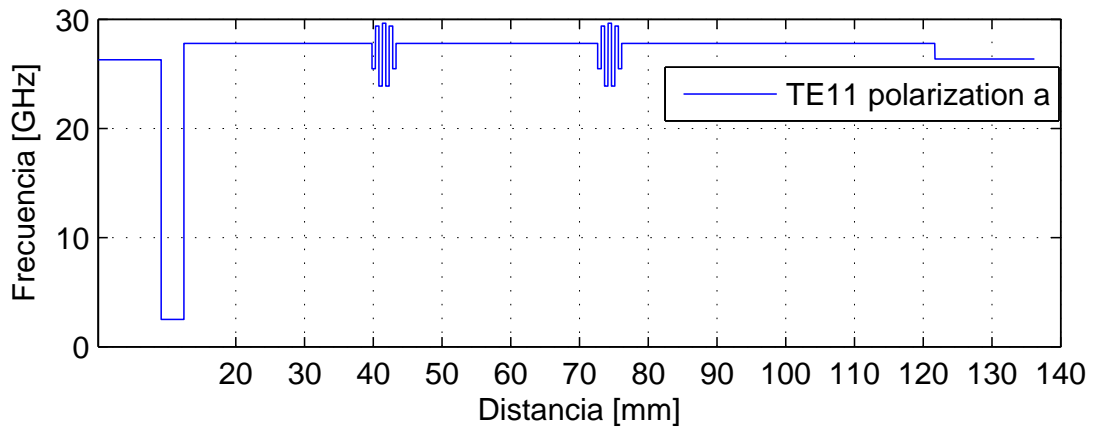


Figura 3.42: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s}

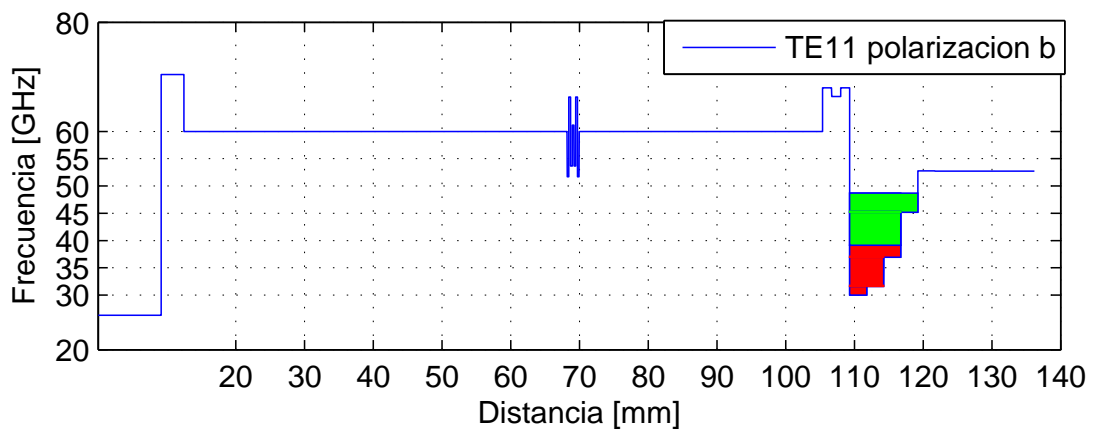


Figura 3.43: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{01} , cada zona coloreada representa una fase de π

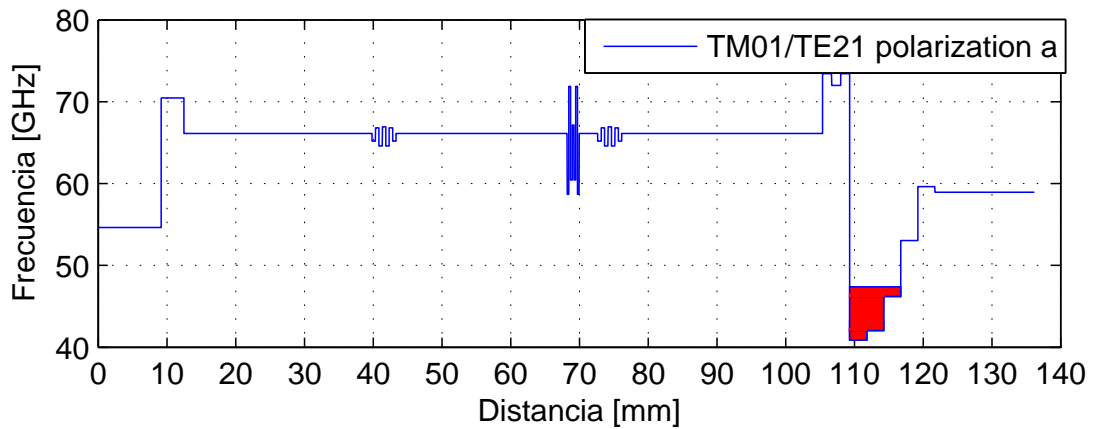


Figura 3.44: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TM_{01}/TE_{21s} o TM_{11}/TE_{11} , la zona coloreada representa una fase de π

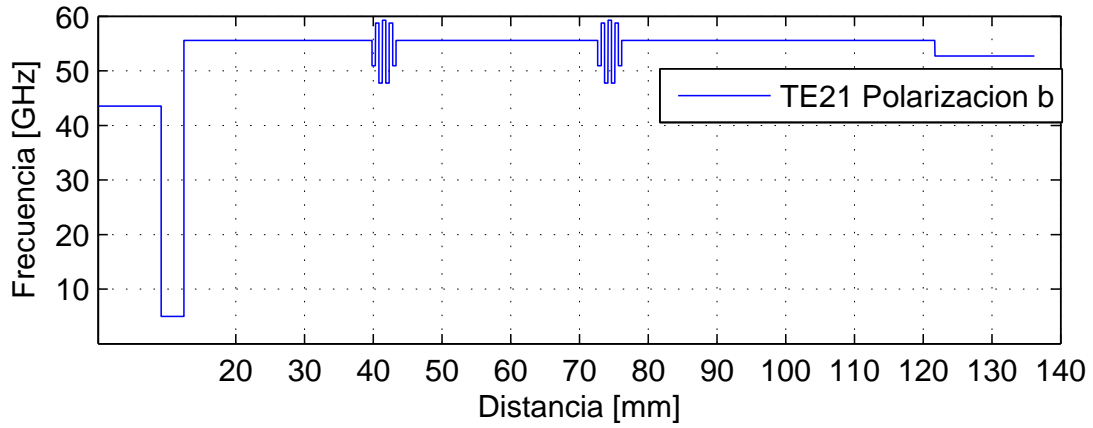
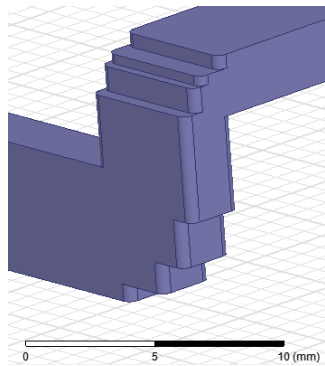
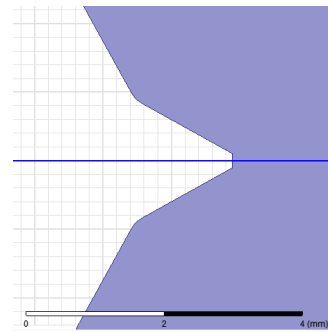


Figura 3.45: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{21s} o TE_{20}



(a) efectos del maquinado



(b) Limites del maquinado

Figura 3.46: Efecto mecánicos a considerar en la simulación

3.1.6. Consideraciones mecánicas

Una vez ya hechos los análisis teóricos con respecto a la aparición de resonancias y comportamiento inusuales de banda angosta, es necesario introducir los efectos de construcción y restricciones entregadas por el encargado del taller mecánico. Estas son el que todas las aristas verticales quedaran redondeadas con un radio apropiado (Figura 3.46a) y el vértice que la junta Y debe ser truncado (Figura 3.46b).

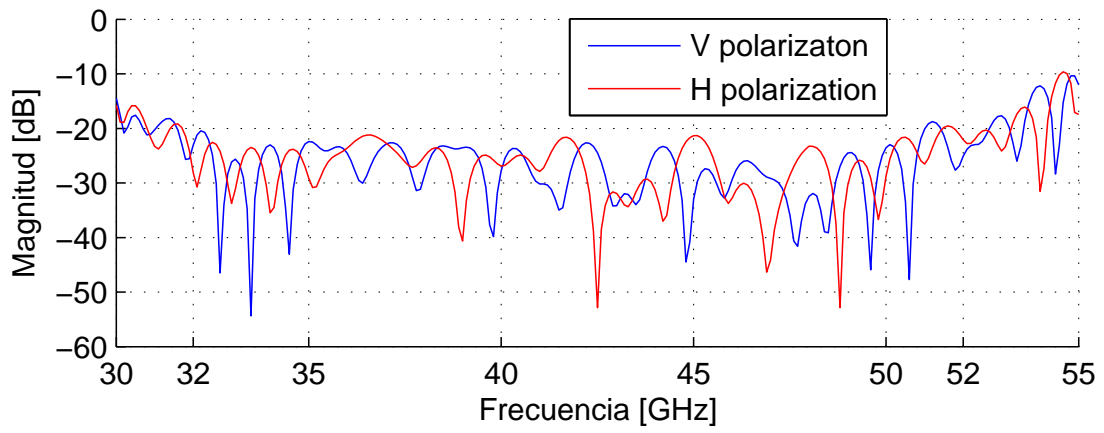


Figura 3.47: Reflexiones en el puerto de entrada

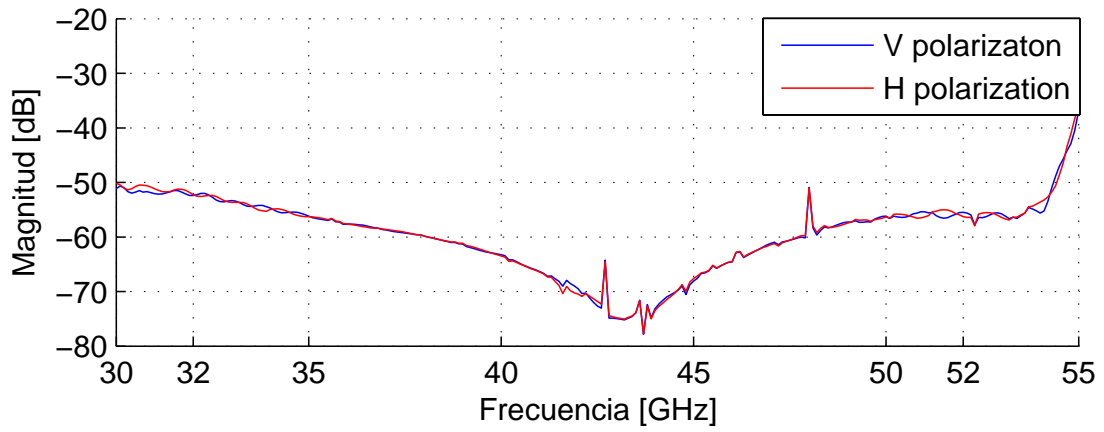


Figura 3.48: Transmisión xpolar

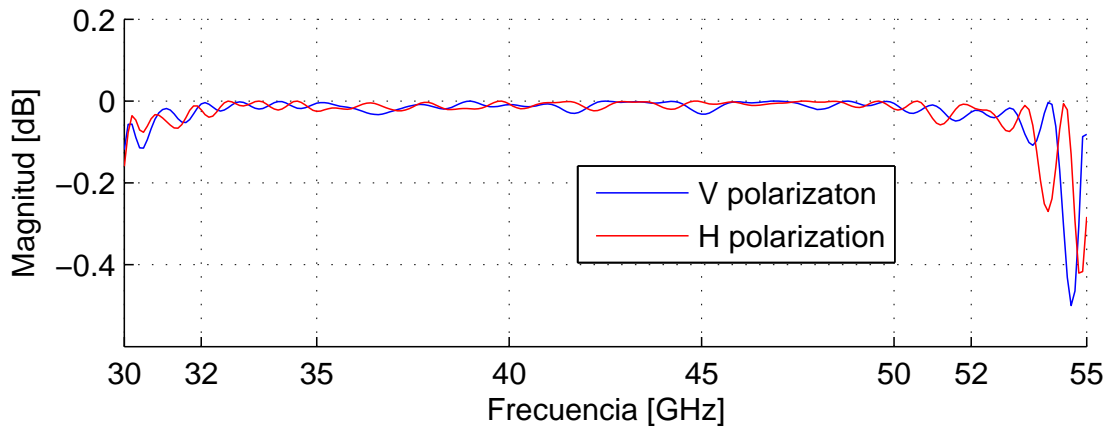


Figura 3.49: Transmisión copolar

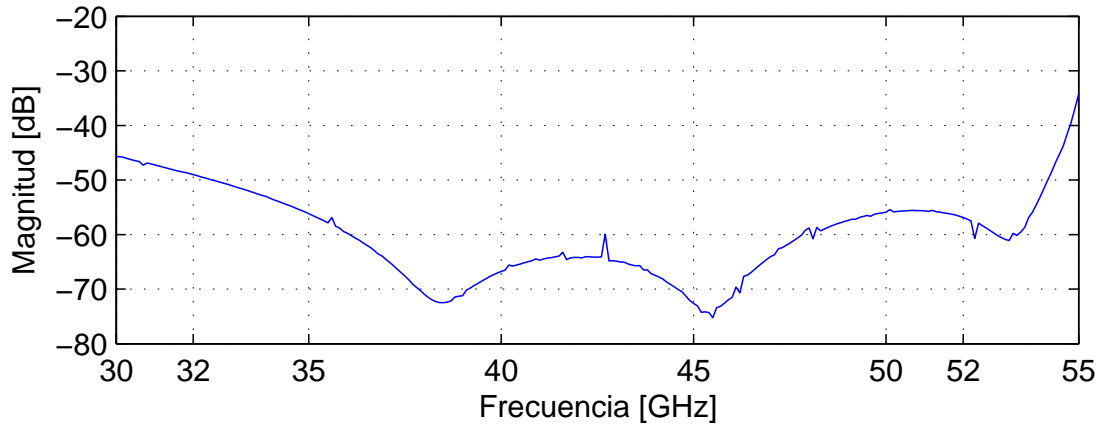


Figura 3.50: Transmisión entre puertos de salida

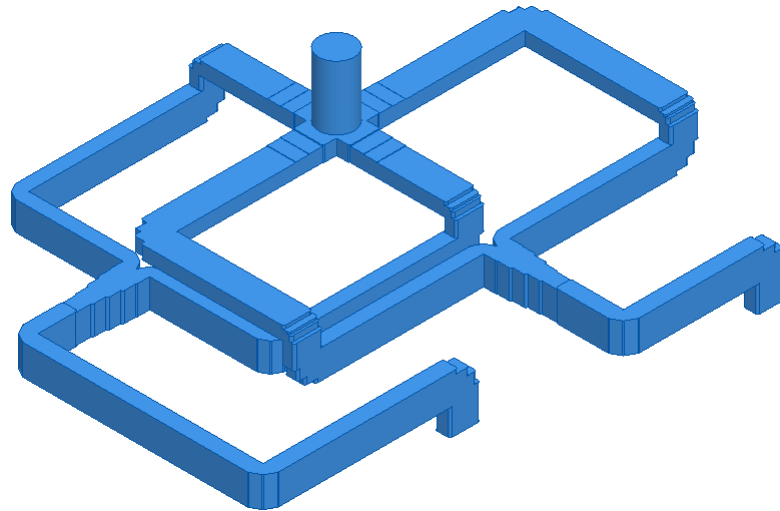


Figura 3.51: Modelo final del OMT luego de haber introducido las consideraciones mecánicas y modificar las salidas de tal modo que estén en el mismo plano y su orientación sea vertical.

3.1.7. Simulaciones y resultados

Es posible ver que las simulaciones arrojan resultados que cumplen las consideraciones especificadas (Sección 1.5), las pérdidas por reflexiones están bajo los -20 dB entre 32.4 y 52.7 GHz (Figura 3.47), la transmisión xpolar aparece sin resonancias ni comportamientos inusuales de magnitud y esta bajo los -50 dB (Figura 3.48), la transmisión copolar es casi completa en la banda deseada (Figura 3.48) y la aislación entre ambos puertos de salida es menor a -50 dB en la banda (Figura 3.50).

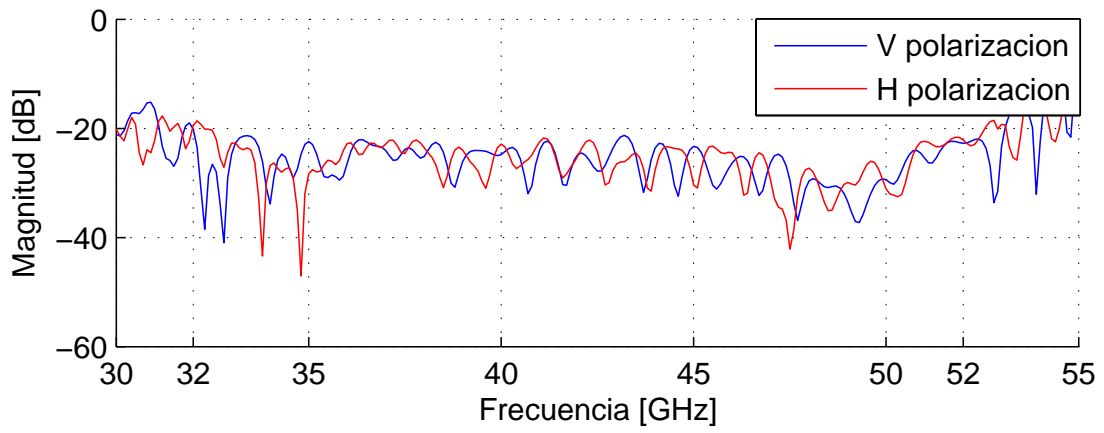


Figura 3.52: Reflexiones en el puerto de entrada

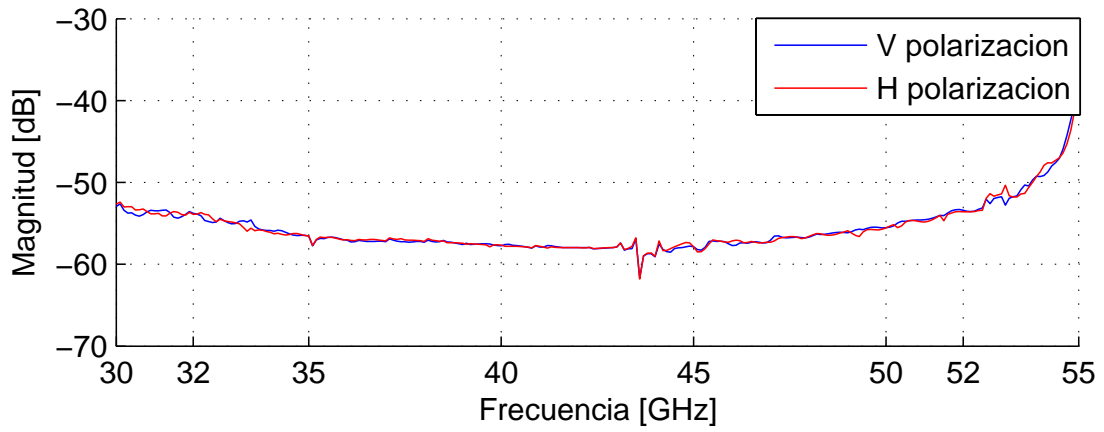


Figura 3.53: Transmisión xpolar

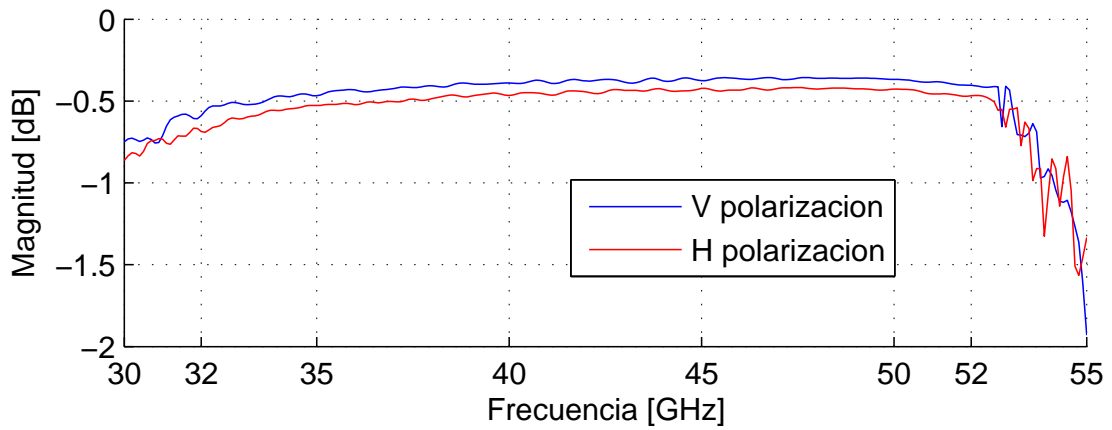


Figura 3.54: Transmisión copolar

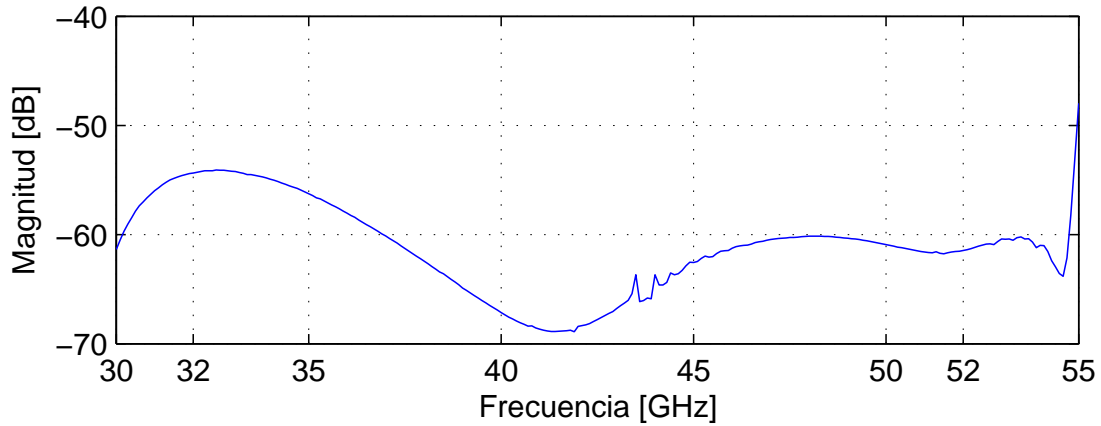


Figura 3.55: Transmisión entre puertos de salida

3.1.8. Modelo definitivo

Para el diseño del modelo definitivo, es necesario considerar la posición del OMT en el criostato y su conexión con los otros elementos del receptor. Por estos motivos el modelo fase 2 resulta inconveniente ya que presenta salidas laterales. Esta singularidad puede introducir problemas en la integración del receptor completo, ya que es necesario que las salidas de las polarizaciones sean verticales, por lo que es necesario anexar codos al OMT. Esta necesidad urge la producción de un nuevo modelo en el cual las salidas sean verticales, reduciendo así el espacio necesario en el criostato. Otro factor a considerar en la simulación es la rugosidad superficial de las paredes de las guías de onda luego del maquinado. Una rugosidad superficial de $2 \mu\text{m}$. Las modificaciones hechas al modelo fase dos corresponden a anexar guías de onda con tal de que las señales de salida sean verticales. Se obtiene de esta manera el modelo fase tres presentado en la Figura 3.51.

Las reflexiones del modelo final (Figura 3.52) no difieren gran manera que los resultados obtenidos en la fase 2. La inclusión de la rugosidad superficial afecta principalmente a las transmisiones copolares, disminuyendo considerablemente (Figura 3.54). Las transmisiones xpolar cambiar el comportamiento a lo largo de la banda, presentando un aumento significativo en la parte baja de la banda (Figura 3.53). La aislación entre puertos de salida cambia de comportamiento, pero se mantiene bajo los -50 dB en la banda extendida. (Figura 3.55).

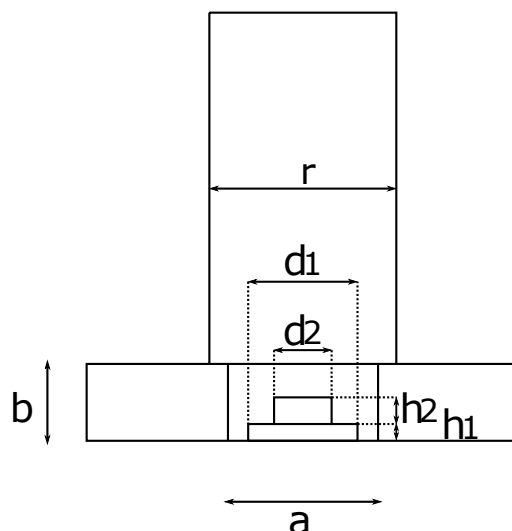


Figura 3.56: Esquema junta Turnstile con dimensiones y parámetros importantes

Tabla 3.17: Parámetros y dimensiones del modelo a

Parámetro	Magnitud
d_1	1.8 mm
d_2	0.97 mm
h_1	0.26 mm
h_2	0.45 mm
r	1.55 mm
a	2.54 mm
b	1.27 mm

3.2. Polarizador para Banda 2+3

Como se menciona anteriormente, para el desarrollo del OMT para la Banda 2+3 se basó en gran parte en los estudios hechos en Banda 1. Los mismos métodos, consideraciones de diseño y análisis utilizados fueron repetidos en la confección del OMT de la Banda 2+3.

3.2.1. Junta Turnstile

Se hereda el estilo de la junta Turnstile, con un espolón cilíndrico como elemento de dispersión. Como un solo cilindro no daba a basto para cubrir la banda completa y se le agrega un segundo cilindro (Figura 3.56). Las dimensiones de este modelo se encuentran tabuladas en la Tabla 3.17. Las reflexiones en el puerto de entrada se muestran bajo los -20 dB en toda la Banda 2 + 3 (Figura 3.57). La transmisión xpolar posee un nivel medio menor a -40 dB. Al igual que los modelos b y c, también presenta picos en la transmisión xpolar (Figura 3.58). Las pérdidas por inserción se muestran cercanas a los -3 dB (Figura 3.59).

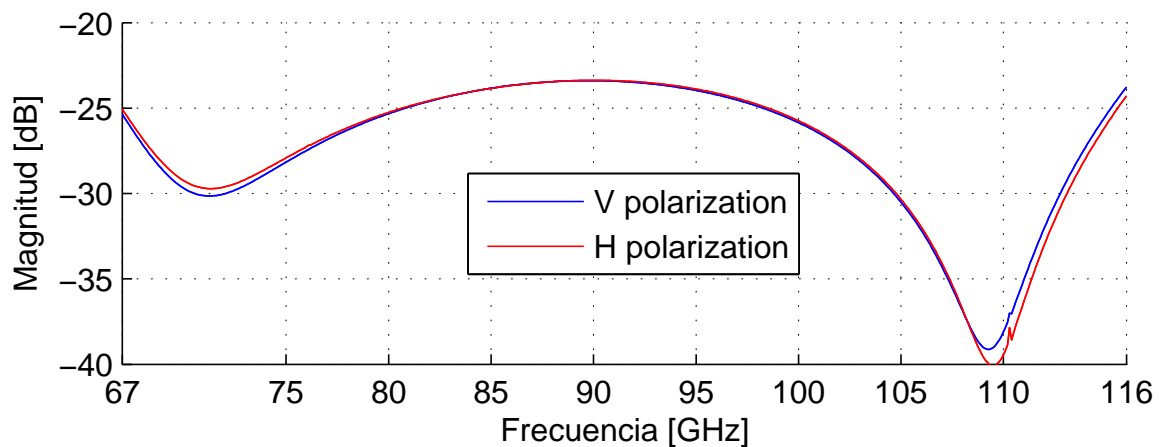


Figura 3.57: Reflexiones en el puerto de entrada

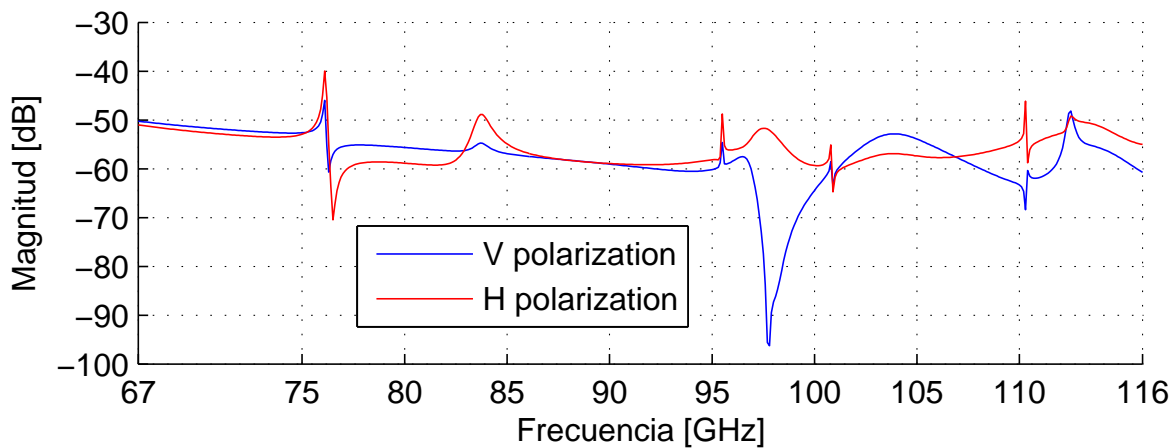


Figura 3.58: Transmisión xpolar entre puertos de la junta

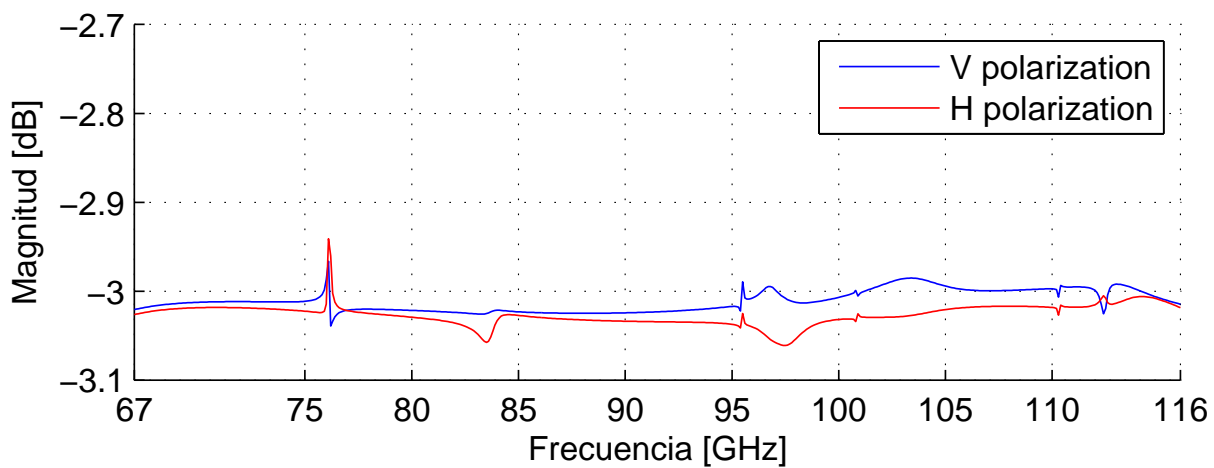


Figura 3.59: Transmisión copolar entre puertos de la junta

3.2.2. Diseño de componentes

Al igual que para Banda 2+3 los brazos de recombinación del OMT necesitaran de una variada colección de elementos. Los componentes utilizados para la confección del OMT son

- Codo 90° escalonado de tres pasos en plano E.
- Codo 90° escalonado de tres pasos en plano H.
- Codo 90° con dos chaflanes en plano E.
- Transformador de cinco secciones.
- Combinador de potencia.

Es necesario agregar las consideraciones mecánicas a los modelos, principalmente el efecto de la broca con la cual se fabrican los elementos. Se decidieron los diámetros máximos de la herramienta para la construcción de los elementos. Estas medidas son determinadas por su efecto en las características eléctricas del OMT y por la factibilidad de construcción con dichas herramientas. Brocas de $\Phi_1 = 0.4$ mm y $\Phi_2 = 0.6$ mm son necesarias para la construcción del dispositivo. En particular, el transformador, el codo plano E con chaflanes y parte del codo escalonado en plano H se fabrican con un diámetro Φ_2 , mientras que el codo escalonado plano E y parte del codo escalonado plano H requieren un diámetro Φ_1 .

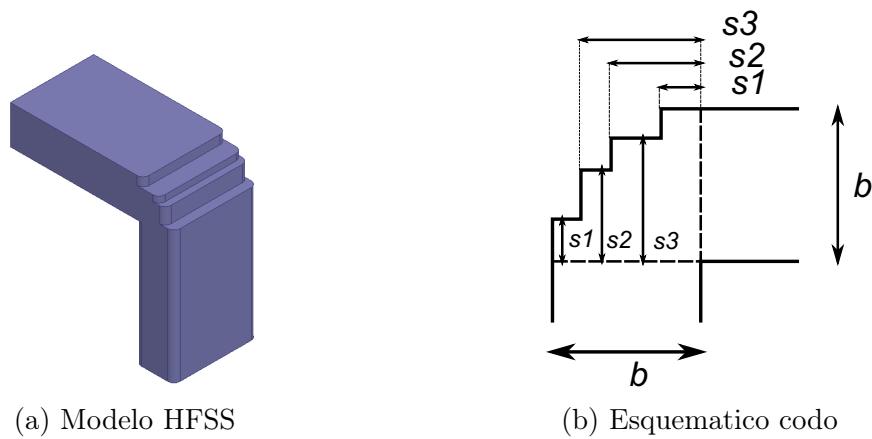


Figura 3.60: Codo escalonado de 3 escalones Plano E

Tabla 3.18: Dimensiones codo modelo escalonado.

Parámetro	Magnitud
b	2.8448 mm
$s1/b$	0.2
$s2/b$	0.61
$s3/b$	0.77

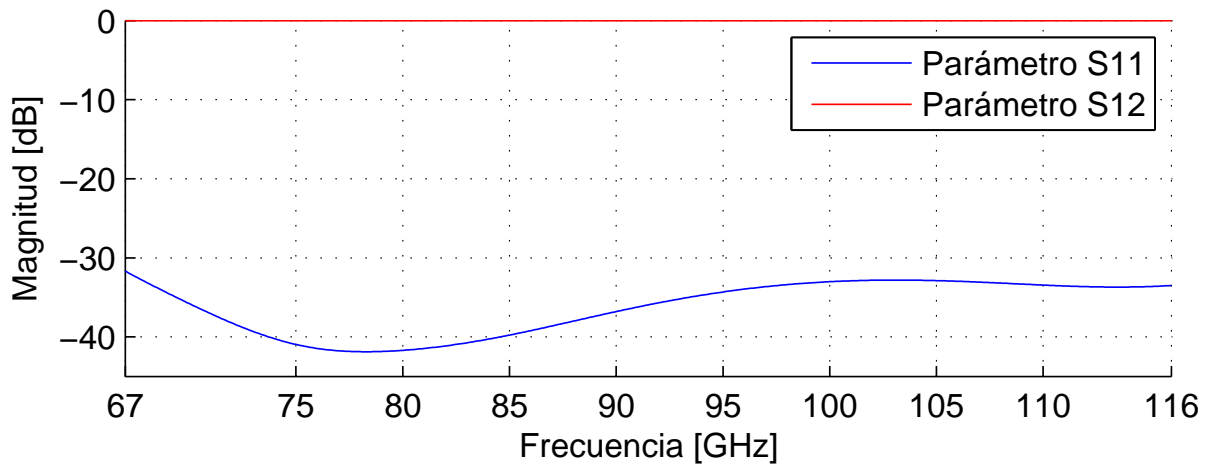


Figura 3.61: Reflexiones y Transmisiones del codo escalonado

Codo Escalonado Plano E

Las consideraciones de diseño para el codo son las mismas que las utilizadas en Banda 1. Se presentan las medidas de este (Figura 3.60b, Tabla 3.18) y sus parámetros eléctricos (Figura 3.63)

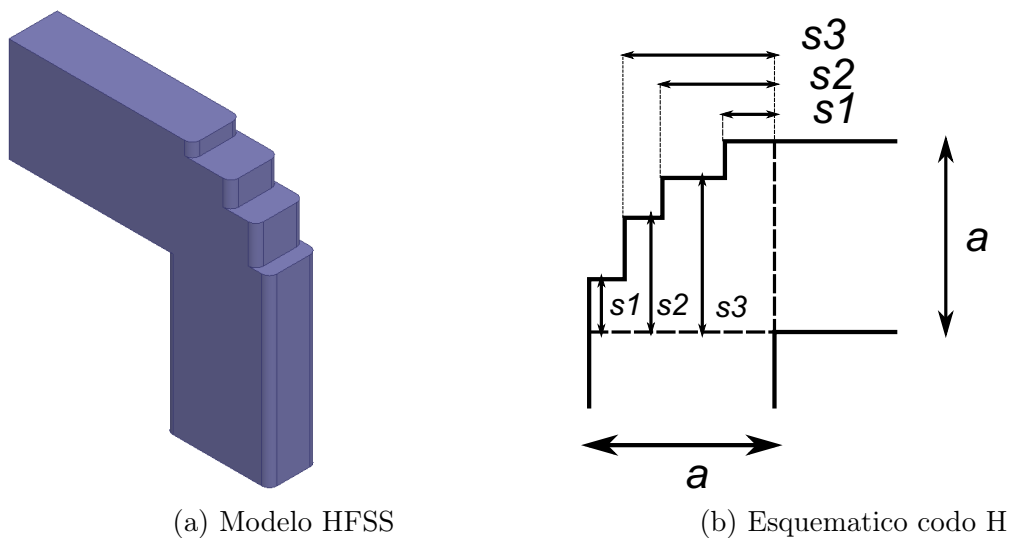


Figura 3.62: Codo escalonado de 3 escalones plano H

Tabla 3.19: Dimensiones codo modelo escalonado.

Parámetro	Magnitud
a	2.5 mm
$s1/a$	0.26
$s2/a$	0.63
$s3/a$	0.87

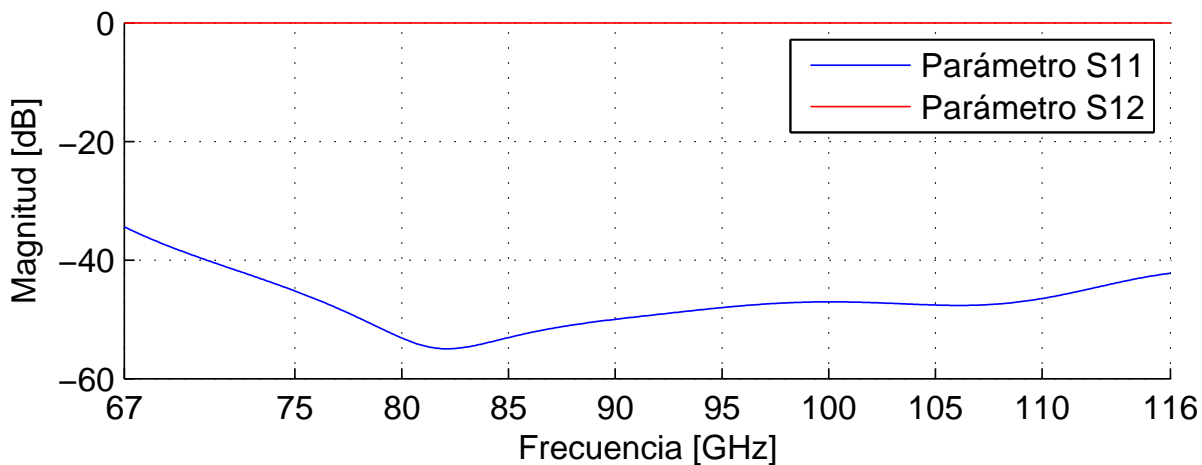
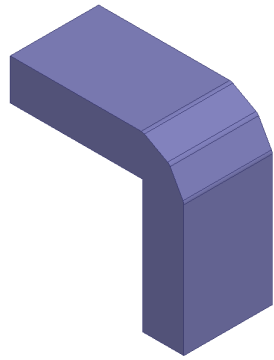


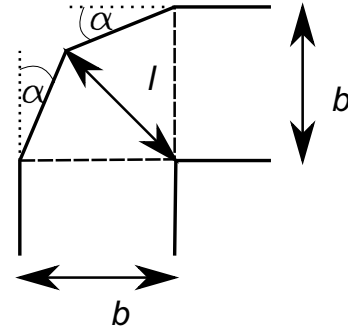
Figura 3.63: Reflexiones y Transmisiones del codo escalonado

Codo Escalonado Plano H

El codo en el plano H es un codo 90° escalonado con tres escalones (Figura 3.62a). Se presentan su esquema (Figura 3.62b y Tabla 3.19) y sus parámetros eléctricos (Figura 3.63).



(a) Modelo codo en HFSS



(b) Esquema codo

Figura 3.64: Codo con dos chaflanes plano E

Tabla 3.20: Dimensiones codo modelo 2.

Parámetro	Magnitud
b	1.25 mm
l/b	0.91

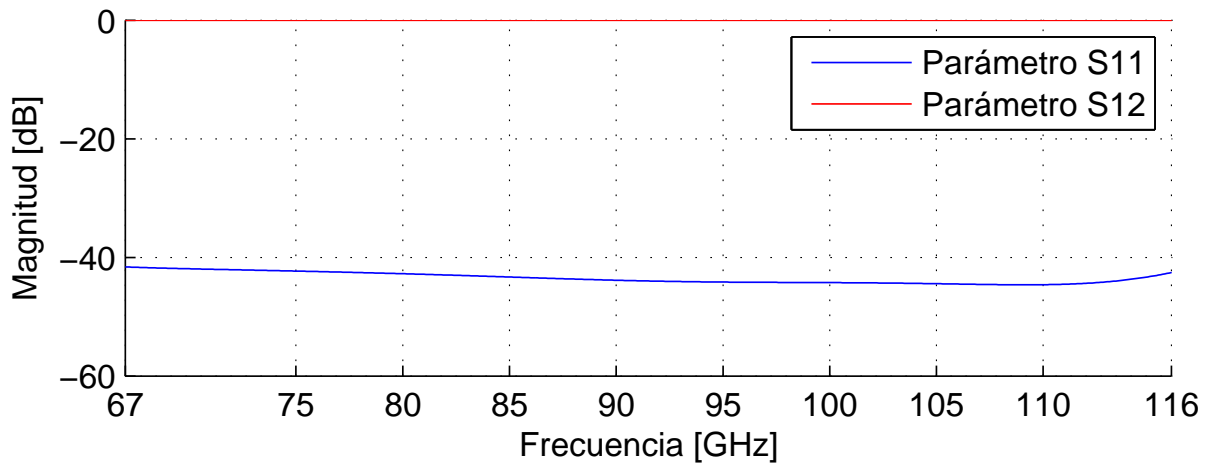


Figura 3.65: Reflexiones y transmisiones del codo con chaflanes

Codo Chaflan plano E

El segundo modelo de codo en el plano E corresponde a un esquina con dos chaflanes (Figura 3.64). Se presentan las medidas de este (Figura 3.64b, tabla 3.20) y sus parámetros eléctricos (Figura 3.65).

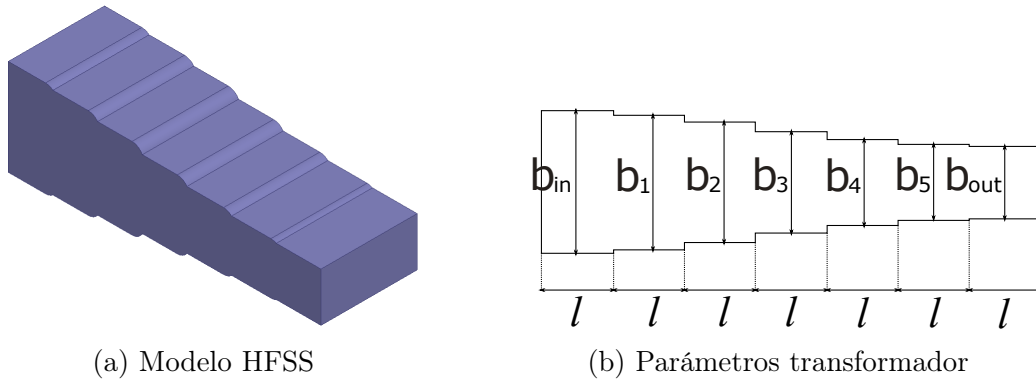


Figura 3.66: Esquema Codo tres secciones

Tabla 3.21: Dimensiones del transformador de tres secciones

Parámetro	Magnitud	Parámetro	Magnitud
b_{in}	2.5 mm	b_4	1.51 mm
b_1	2.36 mm	b_5	1.34 mm
b_2	2.11 mm	b_{out}	1.27 mm
b_3	1.78 mm	l	1.16 mm

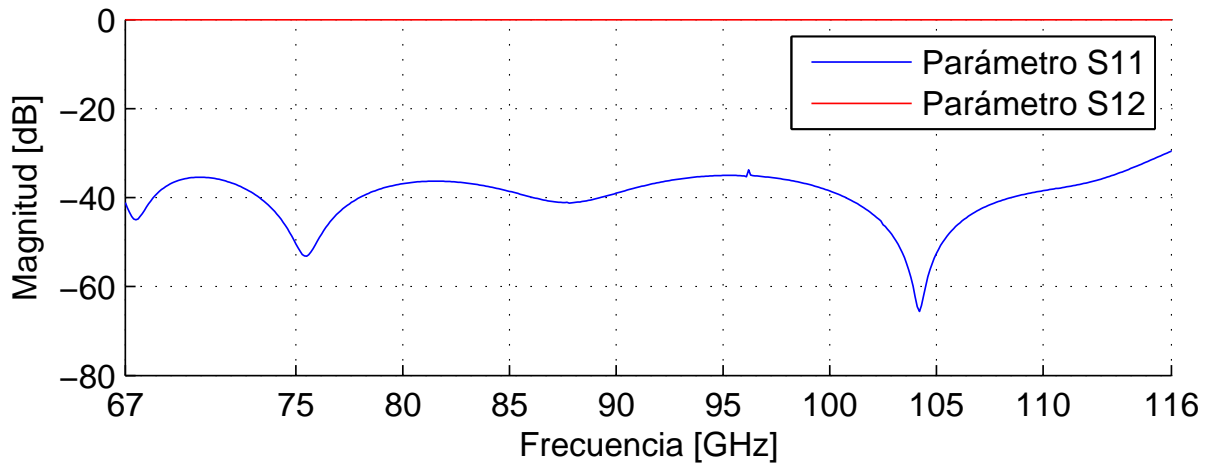


Figura 3.67: Reflexiones y transmisiones del transformador

Transformador de impedancia

Para el diseño del transformador se recurrió igualmente a las consideraciones entregadas en [20]. Utilizando cinco secciones para adaptar una guía de onda de 2.5×2.5 mm a una de 1.27×2.5 mm. Las medidas de las secciones se encuentran tabuladas en la tabla 3.21 y el comportamiento eléctrico es expuesto en Figura 3.67.

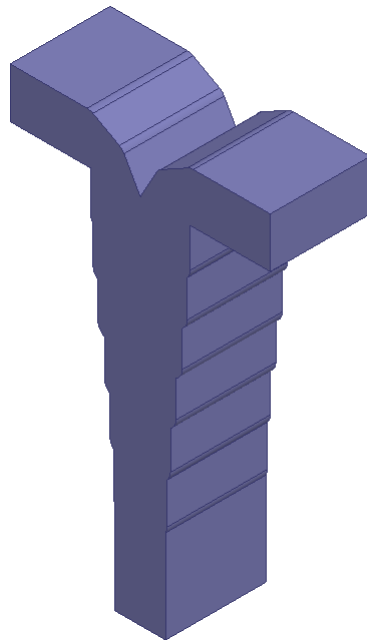


Figura 3.68: Modelo del segundo combinador

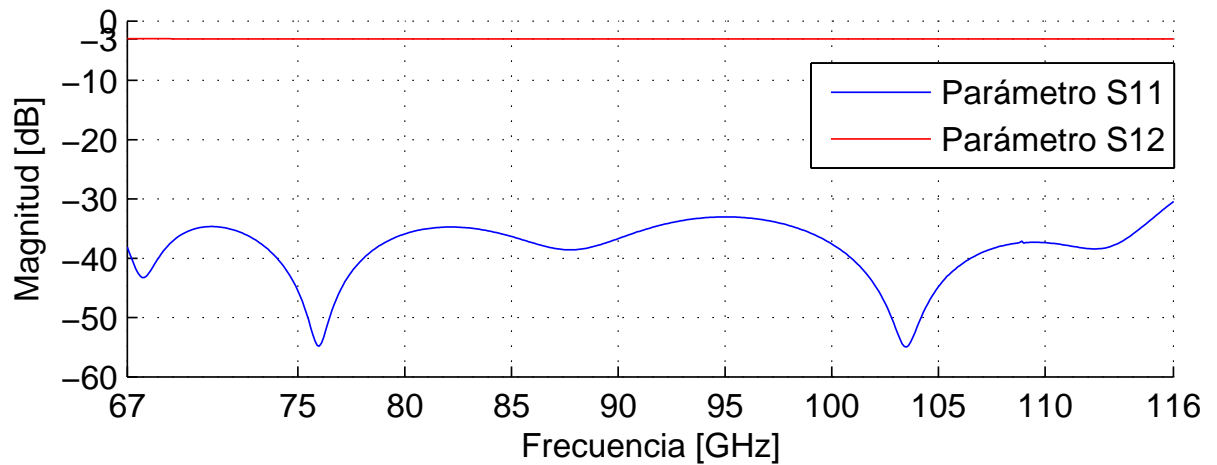


Figura 3.69: Reflecciones puerto de salida (S11) y transmisiones entre puertos de entrada y salida (S12)

Combinador de potencia

El combinador de potencia se compone de dos codos con chafan en el plano E y un transformador de impedancia (Figuras 3.68 y 3.69).

Tabla 3.22: (a) Modos en guía circular ($r=1.55$ mm) y respectivas frecuencias de corte, donde el subíndice s o c indica la implementación del modo. (b) Modos en guía rectangular de 2.5×1.25 [mm] y respectivas frecuencias de corte

Modo	frecuencia de corte
TE_{s11}, TE_{c11}	56.71 [GHz]
TM_{01}	74.08 [GHz]
TE_{s21}, TE_{c21}	94.08 [GHz]
TE_{01}	118.04 [GHz]
TM_{s11}, TM_{c11}	117.94 [GHz]

Modo	frecuencia de corte
TE_{10}	60 [GHz]
TE_{01}/TE_{20}	120 [GHz]
TM_{11}/TE_{11}	134.16 [GHz]
TM_{21}	169.71 [GHz]
TE_{02}	240 [GHz]
TM_{12}	247.39 [GHz]

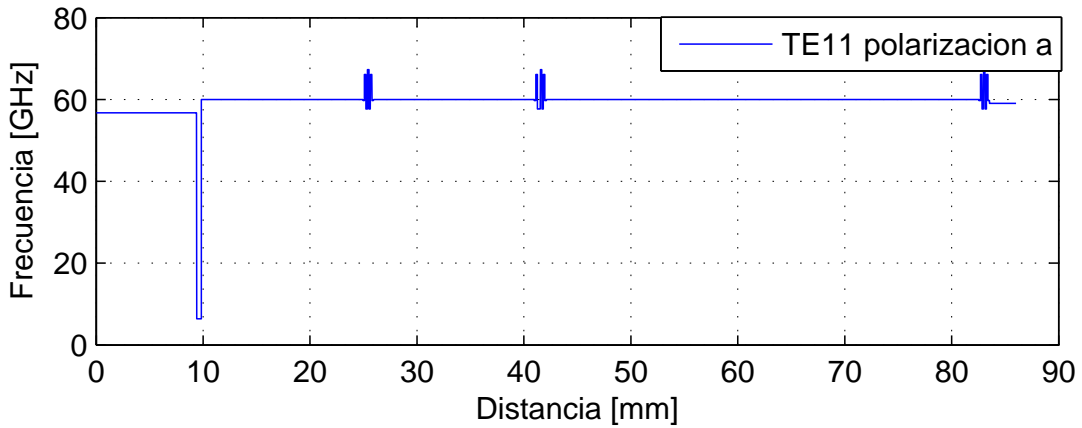


Figura 3.70: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{10}

3.2.3. Modos atrapados

Para determinar que modos pueden quedar atrapados en la junta turnstile o en combinadores de potencia se analizan los 5 primeros modos y se calcula su frecuencia de corte en la guía de onda circular (Tabla 3.22a). Se calculan la frecuencia de corte en guía rectangular de los correspondientes modos acoplados (Tabla 3.22b). Nuevamente el análisis arroja la existencia de “pozos” en la frecuencia de corte de varios modos, particularmente en los modos TE_{11c} (56 mm) y TM_{11}/TE_{21s} (56 mm). La frecuencia de corte de los modos TE_{s11} (Figura 3.70) y TE_{c21} (Figura 3.73) no varía a lo largo del OMT y no genera pozos en los brazos de recombinación. Los pozos existentes son nuevamente generados por el combinador de potencia. El modo TE_{11c} pueden generar modos atrapados en las frecuencias de 78.6, 96.58 y 111 GHz (Figura 3.71), mientras el modo TM_{11}/TE_{21s} pueden generar en las frecuencias de 98.9 y 113 GHz (Figura 3.72).

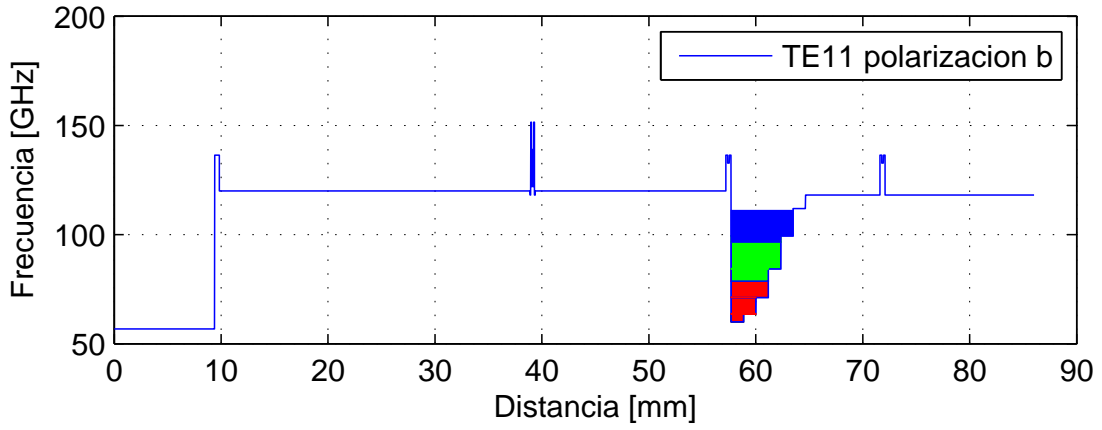


Figura 3.71: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{11s} o TE_{01} , cada zona coloreada representa una fase de π

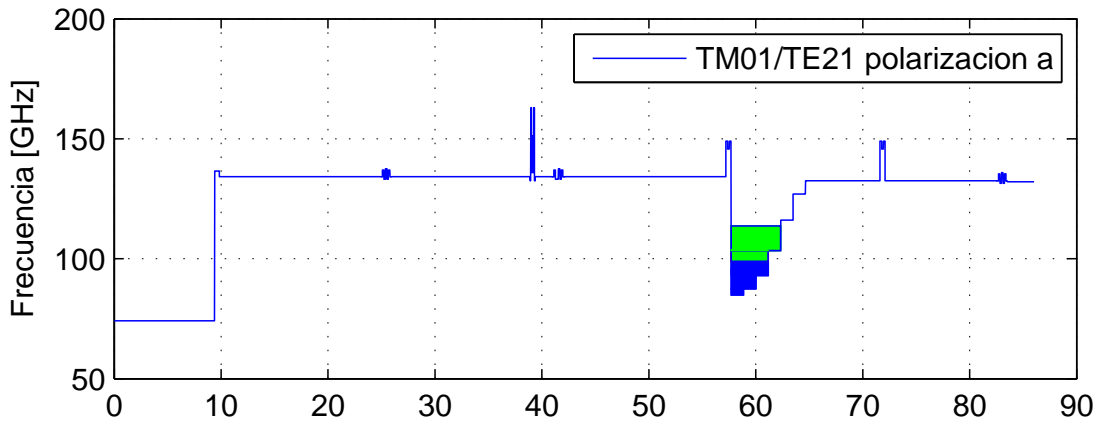


Figura 3.72: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TM_{01}/TE_{21s} o TM_{11}/TE_{11} , la zona coloreada representa una fase de π

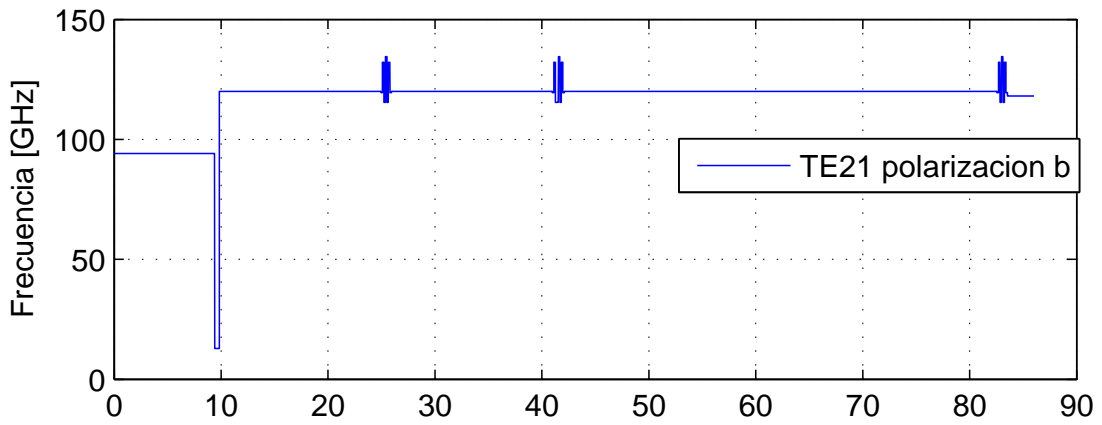


Figura 3.73: Frecuencia de corte a lo largo de la rama de recombinación del modo TE_{21s} o TE_{20}

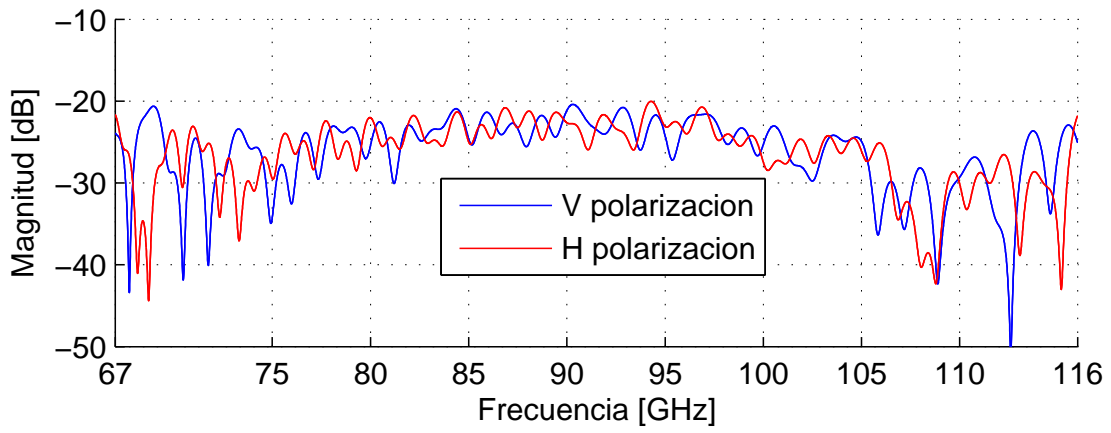


Figura 3.74: Reflexiones en el puerto de entrada

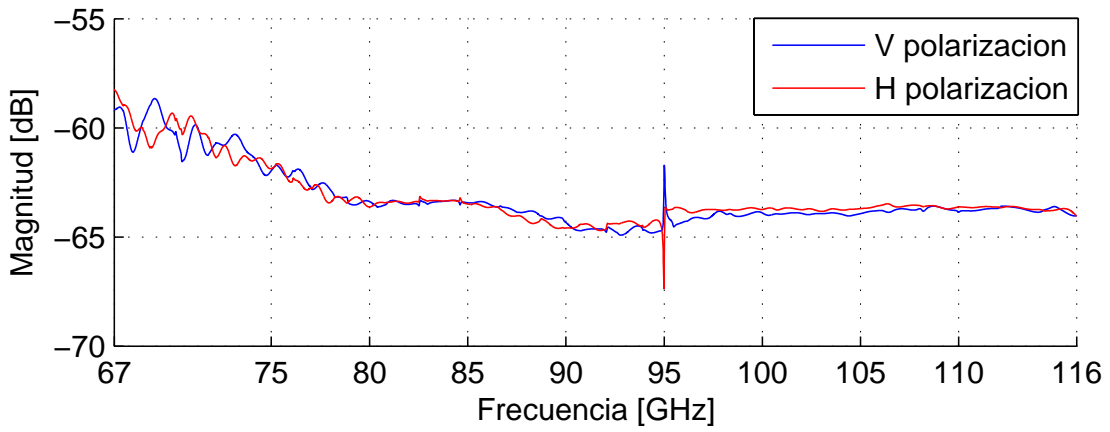


Figura 3.75: Transmisión xpolar

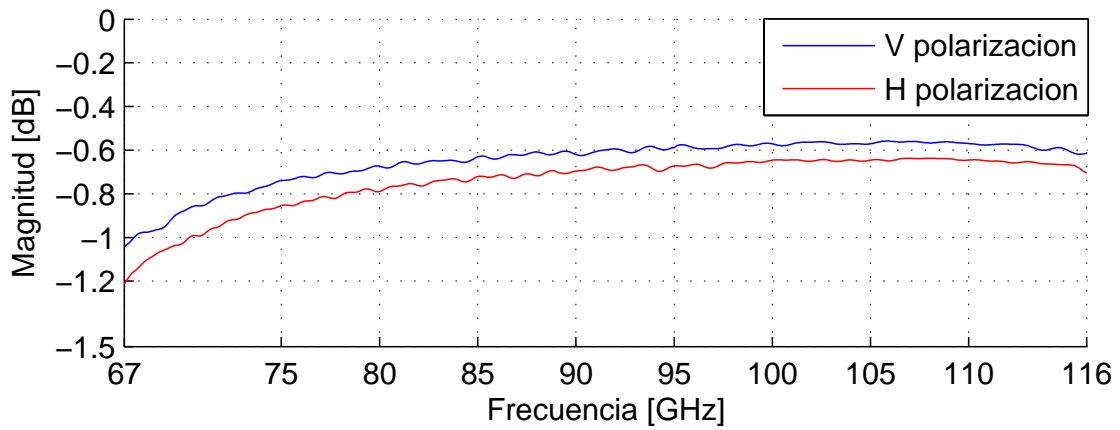


Figura 3.76: transmisión copolar

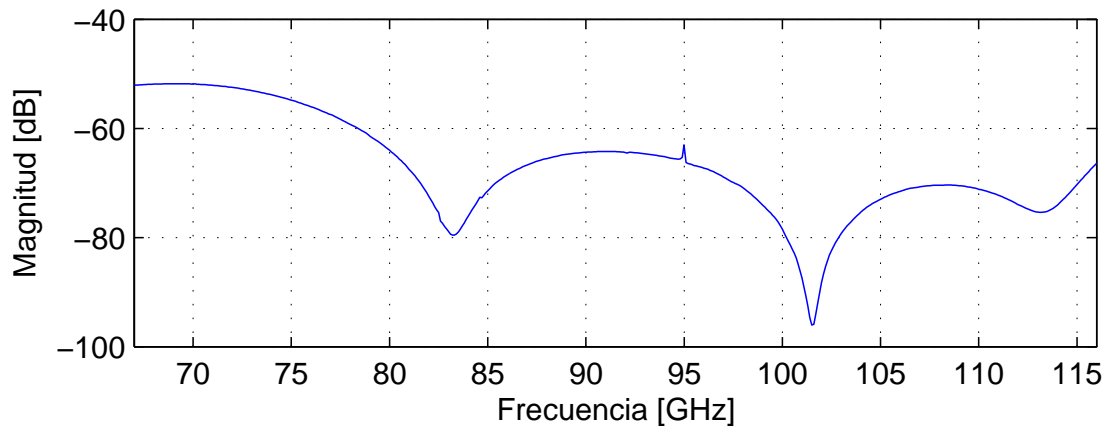


Figura 3.77: Transmisión entre puertos de salida

3.2.4. Modelo final y resultados

Los resultados de las simulaciones muestran un favorable comportamiento del dispositivo. Las pérdidas por reflexiones son menores a lo requerido estando bajo los -20 dB en la banda completa (Figura 3.74). La transmisión xpolar presenta un nivel menor a los -58 dB (Figura 3.75), también presenta un pico cercano a los 95 GHz que, a pesar de poseer una magnitud menor a -60 dB, deberá ser medido para determinar su magnitud exacta. La transmisión copolar se ve afectada en gran parte por el gran largo eléctrico y las dimensiones de los brazos de recombinación (Figura 3.76). Esta disminución en la transmisión podrá parecer mínima y sin importancia, pero al ser el OMT uno de los primeros componentes en el receptor, influye en el ruido total del sistema. Finalmente la aislación entre puertos de salida se mantiene bajo los -50 dB en la banda completa (Figura 3.76), la transmisión copolar es casi completa en la banda deseada (Figura 3.48), y la aislación entre ambos puertos de salida es menor a -50 dB en la Banda (Figura 3.50).

3.3. Resumen

Para entender de mejor manera el diseño del OMT de Banda 2 + 3 es necesario conocer la historia de diseño del OMT para Banda 1, puesto que este fue la base para el diseño del OMT de banda 2 + 3. Se comenzó con el diseño de la juntura turnstile y se continua con los demás elementos que componen el modelo completo. El primer modelo se centró en ser lo mas compacto y pequeño posible, sin embargo las simulaciones mostraban comportamientos inusuales en banda angosta, como picos y resonancias que afectaban el desempeño del OMT. Se detallan y analizan los factores que contribuyen a la aparición de picos y resonancias en el dispositivo. La simetría de las salidas del OMT, los modos de mayor orden existentes las guías de onda y los modos atrapados son los factores mas importantes. Una vez determinados las posibles causas que producen resonancias se tomaron las medidas necesarias para evitarlas o reducirlas en lo posible. La medida mas notoria es la prolongación de las guías de onda del dispositivo, reduciendo la propagación de modos de mayor orden en el dispositivo. Para finalizar el diseño del modelo se incorporaron las consideraciones mecánicas y los efectos del mecanizado en el dispositivo, obteniéndose el modelo completo y final.

Para el diseño del OMT de Banda 2 + 3 se sigue el mismo procedimiento que para Banda 1 a pesar de que esta ultima posee un ancho de banda mayor. Los análisis y medidas ejecutadas son extrapolados a la Banda 2 + 3 obteniéndose un modelo muy similar al modelo para Banda 1.

Capítulo 4

Construcción, mediciones y resultados

4.1. Construcción del OMT

Para la elección del material de construcción se debe tener en cuenta las condiciones químicas y mecánicas aparte de los requerimientos eléctricos del material. Esto debido a que el dispositivo se encontrará a condiciones ambientales en su etapa de manufacturación y a condiciones criogénicas una vez en el receptor. Otro aspecto importante es la resistencia del material, ya que es necesario que soporte el proceso de fabricación sin mayores deformaciones. Materiales que emergen como posibles candidatos son el cobre y el aluminio. Sin embargo el cobre es susceptible a oxidarse rápidamente en condiciones ambientales y el efecto del óxido en las frecuencias estudiadas no es claro. Para evitar este problema el cobre es bañado en oro pero aumenta el costo del proceso de fabricación. Por otro lado el aluminio presenta una conductividad mas baja que el cobre, no obstante es mas resistente y es mas fácil de mecanizar. Debido a que la fabricación del dispositivo con cobre significaría un mayor costo y tiempo de fabricación se opta por la construcción en duraluminio. El esquema de mecanizado y ensamblaje del OMT se realizó en cuatro placas de duraluminio (Figuras 4.1 y 4.2). El proceso de fabricación fue llevado a cabo en el taller mecánico del Laboratorio de Ondas Milimétricas del Departamento de Astronomía.

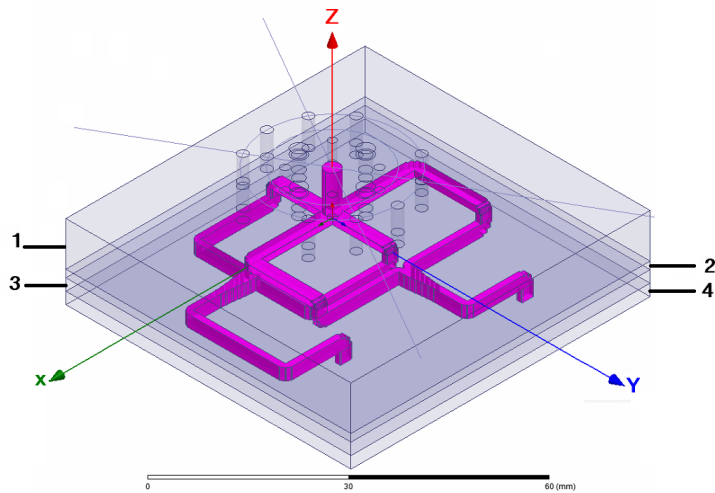


Figura 4.1: Esquema de ensamble del OMT. La numeración de las placas es tal que la placa que contiene la entrada en guía de onda circular es la primera, mientras la placa que contiene las salidas en guía rectangular es la cuarta.

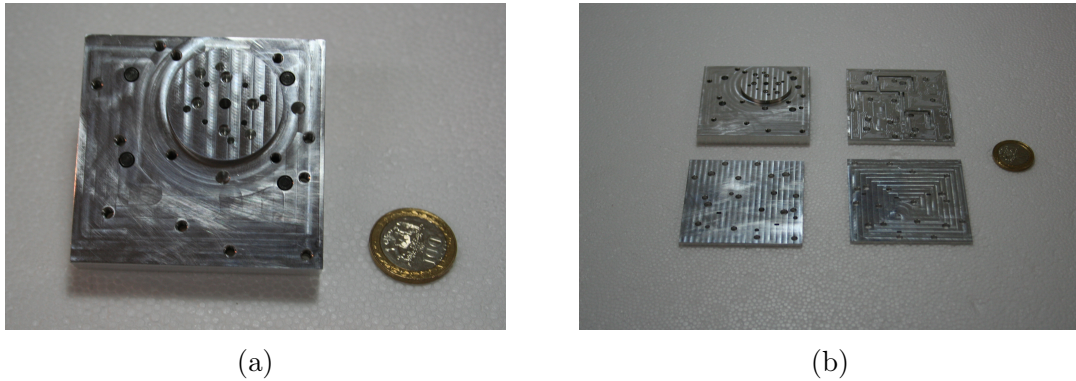


Figura 4.2: (a) Modelo ensamblado del OMT. (b) cuatro placas del OMT



Figura 4.3: Ejemplo de fresa utilizada para mecanizar duraluminio. La broca mostrada posee un diámetro de 5 mm y el largo de esta es de 15 mm. En general la relación entre el diámetro y el largo de una fresa es de 1 : 3.

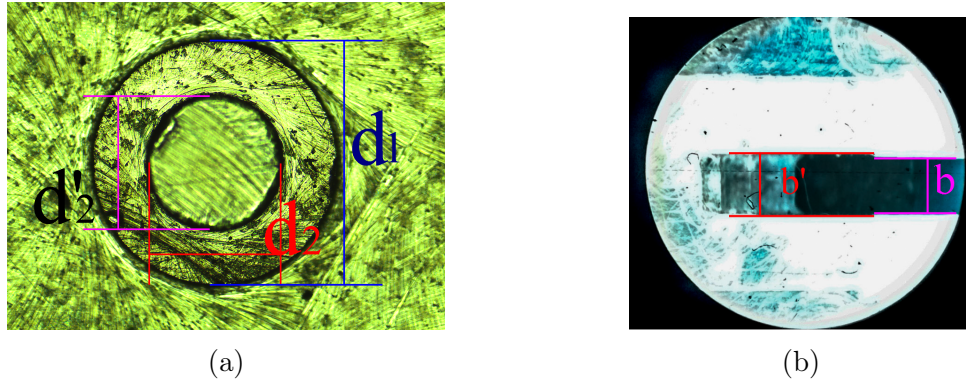


Figura 4.4: (a) Elemento de dispersión construido. Imperfecciones no esperadas se encuentran al examinar con detalle el elemento. Ejemplos de esto son la abolladura en la zona superior izquierda del primer cilindro. (b) Construcción del codo H. Se produce un ensanchamiento de la guía de onda al acercarse al codo, pasando de un ancho $b = 1,25\text{mm}$ a $b' \approx 1,35\text{ mm}$

Tabla 4.1: Imperfecciones de construcción en el OMT. Los elementos con mayores diferencias entre las dimensiones originales y las construidas son el elemento de dispersión en la junta turnstile (Figura 4.4a, capítulo 3.2.1) y el transformador de impedancia (capítulo 3.2.2).

Dimensión	Dimensión original (mm)	Dimensión medida (mm)
d_1 (Elemento de dispersión)	1.8	1.807
d_2 (Elemento de dispersión)	0.97	0.981
d_2' (Elemento de dispersión)	0.97	0.995
b_{in} (Sección transformador)	2.5	2.47
b_1 (Sección transformador)	2.36	2.32
b_2 (Sección transformador)	2.11	2.08
b_3 (Sección transformador)	1.78	1.73
b_4 (Sección transformador)	1.51	1.47
b_5 (Sección transformador)	1.34	1.28
b_{out} (Sección transformador)	1.27	1.24

Las herramientas utilizadas para la construcción del OMT son fresas de la empresa DIXI polytools y son fresas que remueven el material indeseado del modelo. Estas fresas están hechas especialmente para trabajos en materiales como aluminio y latón. Dado que ni la maquina CNC ni las fresas utilizadas no son perfectas y poseen ciertas tolerancias en sus medidas. por lo que se esperan ciertas imperfecciones en el modelo final. Estos efectos se ven potenciados por el esquema de construcción del OMT, ya que la tercera placa es mecanizada por ambos lados, sometiéndola a esfuerzos y deformaciones. Ejemplos de estos efectos son imperfecciones en el elemento de dispersión (Figura 4.4a) y en un pequeño ensanchamiento de la guía de onda (Figura 4.4b). Estos eventos pueden tener efectos bastante nocivos en el desempeño del OMT, dependiendo de la magnitud y locaciones de estos. Los desperfectos más importantes son tabulados en la Tabla 4.1.



Figura 4.5: Analizador de señales Agilent N9030A PXA Signal analyzer



Figura 4.6: Generador de señales Agilent E8257D Analog Signal generator

4.2. Proceso de medición

Dentro del equipamiento asequible del laboratorio de ondas milimétricas se disponen de los equipos *Agilent E8257D Analog Signal generator* y *N9030A PXA Signal analyzer*. Sin embargo estos equipos no operan en frecuencias tan altas como la banda 2 + 3 por lo que es necesario la utilización de módulos extensores *S10MS-AG* y *M1970W Waveguide Harmonic Mixer 75-110 GHz*. Con el hardware disponible se pueden realizar mediciones escalares en la banda w , que comprende entre los 75 a 112 GHz. La adquisición de datos fue realizada mediante una rutina en **Matlab**, ejecutándose cinco repeticiones de un barrido en la banda w , con 541 puntos de medición.

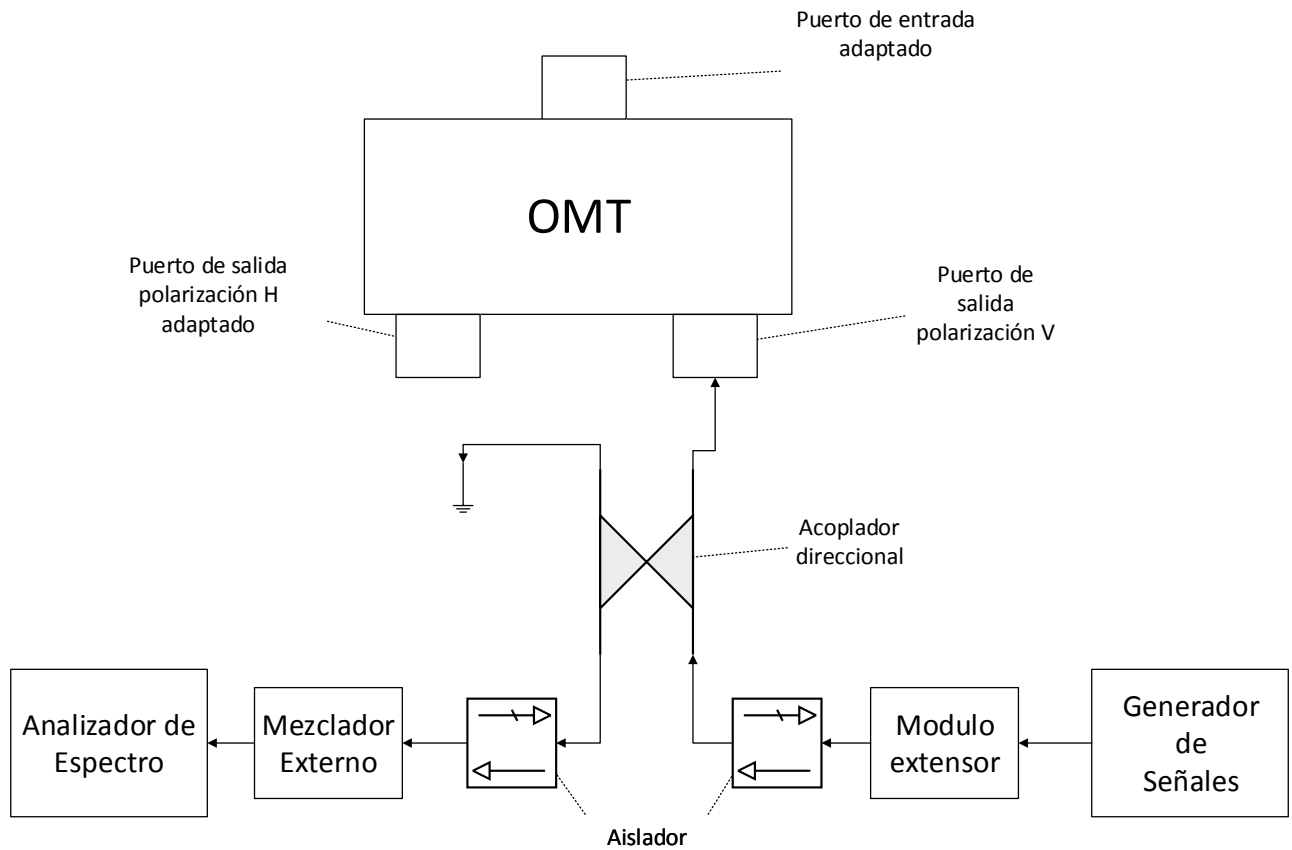


Figura 4.7: Esquema de la configuración de medición de reflexiones en el puerto de salida y transmisión copolar. Dependiendo de la medida el puerto de entrada estará cortocircuitado o adaptado.

La configuración para la medición de los parámetros eléctricos del dispositivo posee dos configuraciones básicas. La configuración mostrada en la Figura 4.7 permite la medición de las transmisiones copolares y las reflexiones en los puertos de salida. Esto mediante el uso de un acoplador direccional que permite redirigir las señales que emergen desde la guía rectangular hacia el analizador de espectro. Para las medidas de reflexiones es necesario adaptar el puerto de entrada y el puerto de salida no utilizado. Esto permite que, al momento de ingresar la señal, las reflexiones generadas no consideren la energía dirigida hacia el puerto de salida rectangular o el puerto de entrada circular. Para la medición de la transmisión copolar es necesario cortocircuitar la guía circular de modo que la energía se devuelva hacia el puerto por donde fue ingresada. Entonces la señal recibida habrá sido afectada dos veces por la atenuación, lo que permite obtener la transmisión copolar.

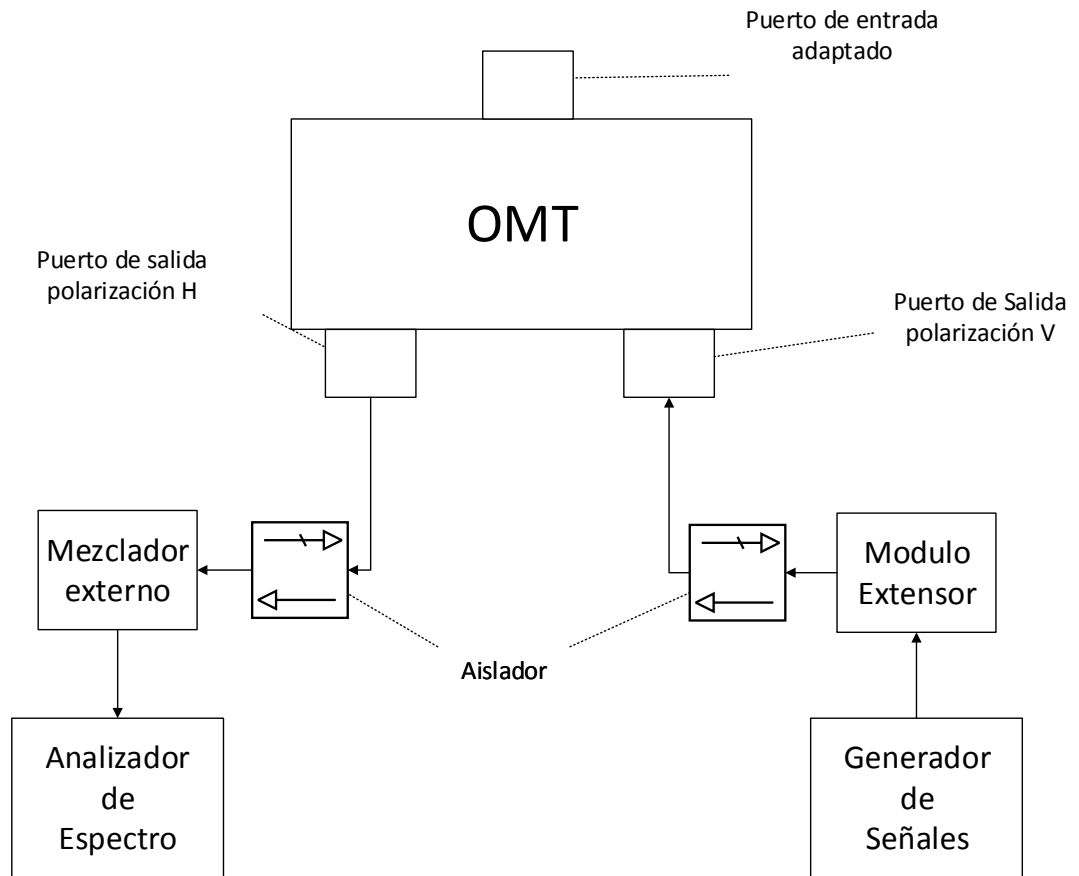


Figura 4.8: Esquema de la configuración de medición de aislamiento entre puertos de salida. Para realizar la medida de transmisión xpolar es necesario cambiar la adaptación en el puerto de entrada por un corto circuito

La segunda configuración de medición (Figura 4.8) permite la obtención de la transmisión xpolar y la aislación entre ambos puertos. Para medir la transmisión xpolar es necesario colocar un cortocircuito en la entrada circular del OMT y enviar una onda por la polarización V. Esta onda viaja por el OMT y eventualmente es reflejada en el cortocircuito en la guía circular. El modo fundamental en la guía de onda rectangular (TE_{10}) se acopla a una orientación en particular del modo TE_{11} en la guía circular (Tabla 3.15). Por lo que el colocar el cortocircuito en la entrada de la guía circular equivale a generar una onda directamente por la guía circular y la medición en el puerto H nos indica que porcentaje de la señal original se acopla a la polarización incorrecta, determinando así la transmisión xpolar. Por otro lado, para la medición de la aislación entre puertos de salida se adapta la guía de onda circular, se envía una onda por el puerto rectangular de polarización v y se mide la señal recibida en el puerto rectangular de polarización h. Se destaca que las mediciones están limitadas por el nivel de reflexiones de las cargas utilizadas en conjunto con las características de los instrumentos de medición. Por este motivo se estima que la precisión de las mediciones son de -30 dB aproximadamente.

4.3. Resultados obtenidos

Debido a las limitaciones de los equipos disponibles y que la configuración aún necesita depuración de errores, las mediciones son de carácter preeliminar y la banda analizada corresponde a la banda W, de menor ancho de banda que la Banda 2+3. Además como se mencionó en la sección anterior, la precisión del sistema de medición es -30 dB, lo cual corresponde a una precisión de un $0,01\%$. No obstante las limitaciones del sistema, las medidas con este entregan una primera aproximación del comportamiento del dispositivo.

Las medidas experimentales no son congruentes con los resultados esperados. Las reflexiones en el puerto de salida (Figura 4.9) sobrepasan los -15 dB de pérdidas en varias zonas de la banda w. La medición tampoco sigue la tendencia de los datos simulados. Esta incongruencia se puede atribuir a las imperfecciones en la construcción del OMT, particularmente en la tercera placa se observaron problemas con los codos escalonados, en las dimensiones de un transformador de impedancia y en las medidas del elemento de dispersión de la junta turnstile (Figura 4.4).

Las pérdidas por inserción se muestran bajo -2 dB decayendo en la parte baja de la banda, alcanzando los -6 dB (Figura 4.10). Dentro de las razones posibles están las reflexiones en el puerto de entrada generadas por los errores en la construcción del elemento de dispersión de la junta turnstile. Otra causa en la incongruencia entre simulaciones y resultados experimentales es haber utilizado un valor de conductividad erróneo para el duraluminio en las simulaciones.

Con respecto a la transmisión xpolar (Figura 4.11), esta presenta un nivel medio de $-30,5$ dB no sobrepasando los -20 dB en la banda W. Este comportamiento se puede deber a imperfecciones en el elemento de dispersión, ya que es el encargado de separar correctamente las polarizaciones ortogonales. Desperfectos en este elemento también afectan la aislación entre los puertos de salida, que también exhiben resultados no acorde a las simulaciones (Figura 4.12), Sin embargo esta medición está muy cercana al límite de precisión del sistema de medición.

Los valores medios esperados tanto para la simulación como para las mediciones son tabulados en la Tabla 4.2.

Parámetro	Medición [dB]	Simulación [dB]
Reflexiones	-21.43	-25.69
Transmisión copolar	-3.39	-0.61
Transmisión xpolar	-30.53	-66.01
Aislación entre puertos	-30.94	-68.96

Tabla 4.2: Comparación entre mediciones y simulaciones

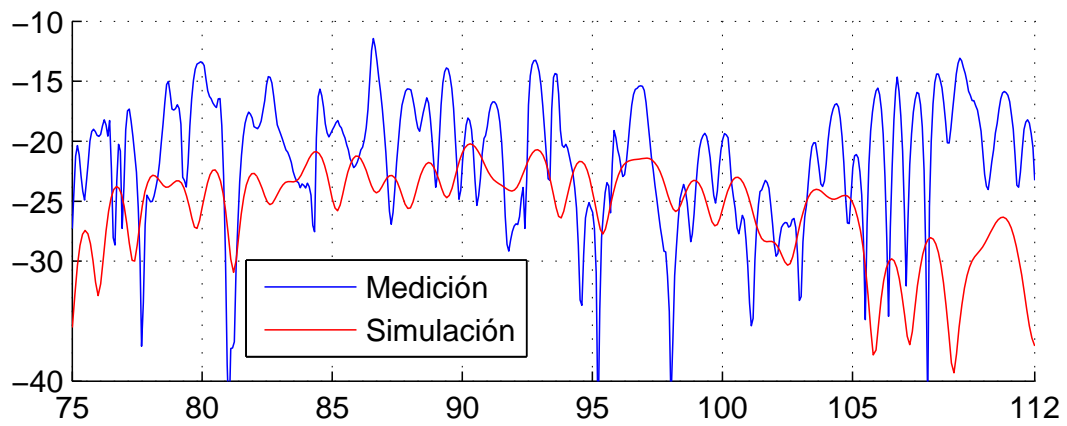


Figura 4.9: Reflexiones en el puerto de salida

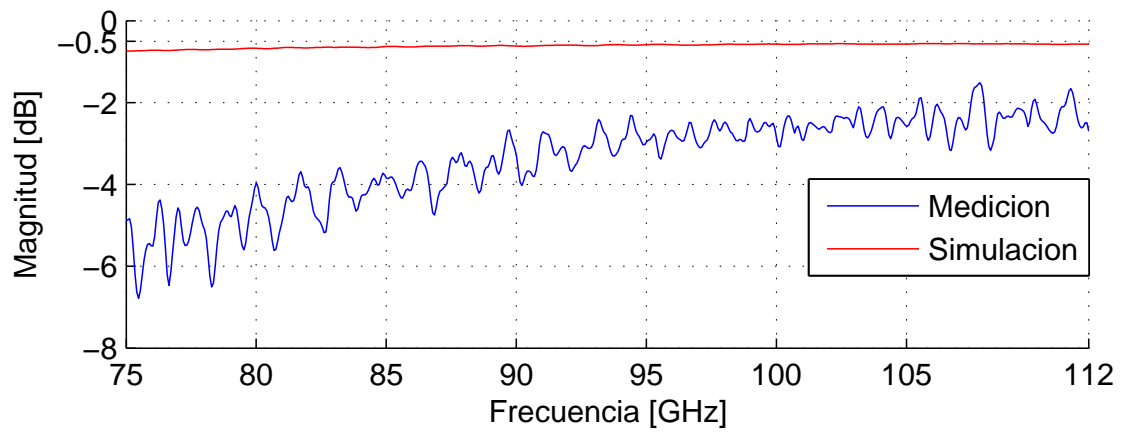


Figura 4.10: Transmisión copolar

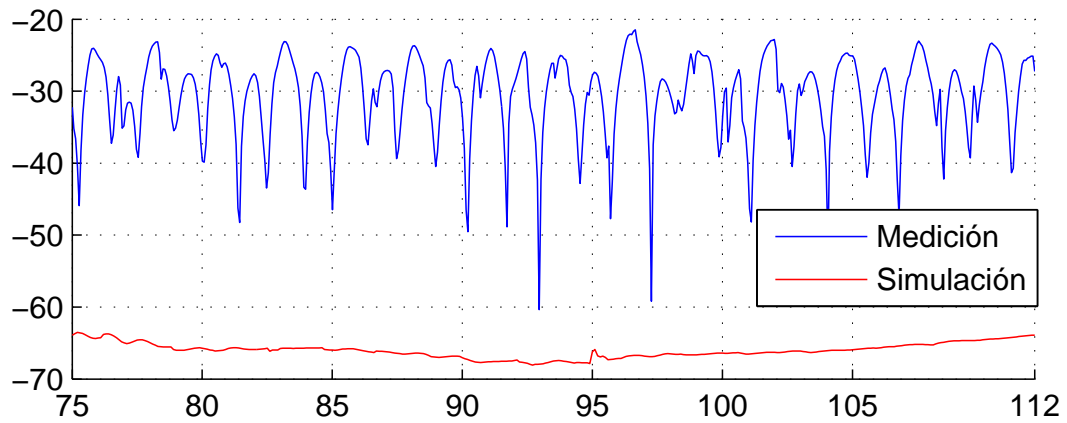


Figura 4.11: Transmisión xpolar

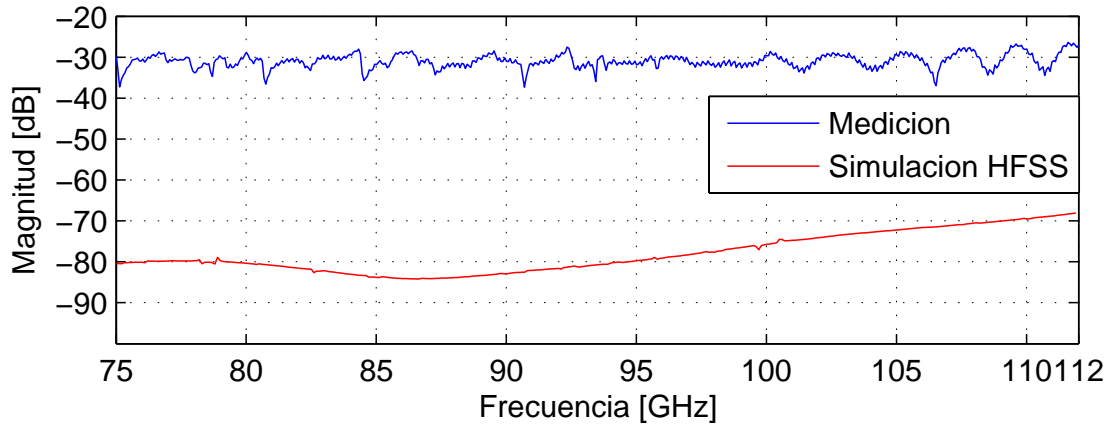


Figura 4.12: Aislación entre puertos de salida

4.4. Resumen

El material y proceso de mecanizado del OMT fue detallado en esta sección. Se determinaron y se cuantificaron los desperfectos en la construcción, siendo los más importantes los errores en elemento de dispersión de la junta turnstile, el ancho de las secciones del transformador de impedancia y el aumento de la sección transversal de la guía de onda en los codos plano H escalonados.

Por otro lado, se configuró un sistema de análisis de redes escalar con equipamiento disponible en el Laboratorio de Ondas Milimétricas. Los equipos utilizados corresponden a un analizador de espectro Agilent y un generador de señales Agilent y los respectivos módulos extensores a banda W. Este sistema aun requiere depuración y una caracterización detallada. Se estima que la precisión del analizador escalar es de -30 dB.

Las medidas realizadas con este sistema son de carácter preliminar pero entregan una primera aproximación del comportamiento del dispositivo. reflexiones presentan un valor medio de -21 dB en la banda W. La transmisión xpolar presenta un valor medio de -30 dB. La transmisión copolar posee pérdidas muy altas, con un valor medio de $-3,4$ dB y con valores cercanos a los -6 dB en la parte baja de la banda. La aislación entre puertos de salida presenta valores cercanos a los -30 dB muy cercano al límite de precisión del sistema.

Capítulo 5

Conclusiones

Se diseñó y construyó el primer modelo de OMT para la Banda 2+3 mediante la estructura propuesta. en la construcción del modelo se hallaron imperfecciones en la terminación del modelo. Los desperfectos se ubican en la tercera placa , principalmente en el transformador de impedancia y en los codos escalonados presentes. Estos errores se deben al esquema de fabricación utilizado. Por otro lado el elemento de dispersión construido también exhibe desperfectos en su elaboración. El modelo no presentó dificultades al momento de ensamblaje.

Se montó y configuró un sistema de análisis de redes escalar en banda W con una precisión estimada de -30 dB. Se ejecutaron las medidas preliminares con la configuración y equipos disponibles de los parámetros escalares del dispositivo. Las reflexiones en los puertos de salida están bajo los -10 dB, en toda la band y posee un nivel medio de -21 dB. Las transmisiones copolares exhiben un valor medio de $-3,4$ dB en la banda W decayendo fuertemente en la parte baja de la banda. Por otro lado, la transmisión xpolar se mantiene bajo los -20 dB con un valor promedio de $-30,5$ dB. Finalmente la aislación entre puertos de salida se mantiene cercano a los -30 dB en toda la banda W. A pesar que las medidas difieren con las simulaciones, estas constituyen un primer paso en el proceso de diseño, ya que permiten analizar y examinar los problemas manifestados tanto en el proceso de fabricación y medición. Esto permite generar las directrices de trabajo necesarias para eliminar o disminuir el efecto de tales problemas.

Para siguientes iteraciones del OMT es necesario caracterizar y depurar el sistema de medición montado. Para esto es necesario determinar los parámetros, tolerancias y precisión del sistema, así también como fallas y errores que interfieren con las mediciones y limitan la capacidad de medición de este. También se debe considerar los eventos sucedidos en la construcción del OMT actual para realizar modificaciones pertinentes al modelo con el fin de asegurar un método de fabricación mas robusto y que permita mayores tolerancias mecánicas en la construcción.

Bibliografía

- [1] A. Otárola, M. Holdaway, L. Nyman, S. Radford, and B. Butler, *ALMA memo # 512*. ALMA memo series, 2005.
- [2] A. Peck and A. Beasley, *High resolution sub-millimeter imaging with ALMA*, vol. 131. Journal of Physics: Conference Series, 2008.
- [3] A. Newsletter, “Alma in-depth,” no. 6, September 2010.
- [4] L. K. Knee, S. Claude, D. Johnstone, K. Yeung, and the rest of the Band 3 Team, “The band 3 receiver cartridges for alma,” *Herzberg Institute of Astrophysics, Victoria, BC, Canada*.
- [5] *ALMA Band 2 Science Workshop*. NRAO, NAASC Workshops.
- [6] J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism*. Londres: Oxford, Clarendon press series, 1st ed., 1873.
- [7] O. Heaviside, *Electromagnetic Theory*. The Electrician, 1st ed., 1893.
- [8] C. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, 2nd ed., 2012.
- [9] *IEEE Standard 145-1983, IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas*, vol. AP-31. reprinted in *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, November 1983.
- [10] L. Rayleigh, *On the Passage of Electric Waves through Tubes*, vol. 43. Philosophical Magazine, 1897, Reprinted in *Collected Papers*, Cambridge University Press, Cambridge, 1903.
- [11] D. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: Wiley, 4th ed., 2011.
- [12] T. Milligan, *Modern Antenna Design*. Wiley, 2nd ed., 2005.
- [13] A. Boifot, E. Lier, and T. Schaug-Pettersen, “Simple and broadband orthomode transducer (antenna feed),” *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H*, vol. 137, pp. 396–400, Dec 1990.
- [14] A. Dunning, “Double ridged orthogonal mode transducer for the 16-26ghz microwave band,” *CSIRO Australia Telescope National Facility Memo*.

- [15] A. Navarrini and R. Plambeck, “A turnstile junction waveguide orthomode transducer,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 272–277, Jan 2006.
- [16] A. Boifot, “Classification of orthomode transducers,” *European Transactions on Telecommunication and Related Technologies*, vol. 2, no. 5, pp. 503–510, 1991.
- [17] P. Zorzi, “Design and constructions of an optical system for a 31-45 ghz radioastronomical receiver,” 2013.
- [18] J. L. Cano, A. Tribak, R. Hoyland, A. Mediavilla, and E. Artal, “Full band waveguide turnstile junction orthomode transducer with phase matched outputs,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 20, no. 3, pp. 333–341, 2010.
- [19] A. Casanueva, J. Pereda, A. Mediavilla, M. Chaibi, and N. Amar, “Codos compactos óptimamente adaptados en guía de onda rectangular,”
- [20] S. B. Cohn, “Optimum design of stepped transmission-line transformers,” vol. 3, no. 3, pp. 16–20, 1955.
- [21] E. Wollack, “On the compensation of e-plane bifurcation in rectangular waveguide,” Oct 1997.
- [22] D. Henke and S. Claude, “Minimizing rf performance spikes in a cryogenic orthomode transducer (omt),” vol. 62, no. 4, pp. 840–850, 2014.
- [23] M. Morgan and S. Pan, “Graphical prediction of trapped mode resonances in sub-mm and thz waveguide networks,” vol. 3, no. 2, pp. 72–80, 2013.
- [24] J. Uher, J. Bornemann, and U. Rosenber, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. Boston, MA, USA: Artech House antenna library, 1993.