



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

**DESARROLLO DE UN RECEPTOR EN CONFIGURACIÓN 2SB PARA
BANDA W EXTENDIDA (67-116 GHz) CON APLICACIONES EN EL
TELESCOPIO DE ONDAS MILIMÉTRICAS DEL SUR (SMWT) Y EN EL
GRAN ARREGLO LATINOAMERICANO (LLAMA)**

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTORA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
DIANA JUDITH CUBILLOS JARA

PROFESOR GUÍA:
PATRICIO MENA MENA.

PROFESORES CO-GUIA:
RICARDO FINGER CAMUS.
LEONARDO BRONFMAN AGUILO.

COMISIÓN:
NICOLÁS REYES GUZMAN.
ALESSANDRO NAVARRINI.
FRANCISCO PIZARRO TORRES.

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por Fondecyt 11180700,
Basal FB210003, FONDEF ID21-10359

SANTIAGO DE CHILE
2023

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR
AL GRADO DE DOCTORA EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA
POR: DIANA JUDITH CUBILLOS JARA
FECHA: 2023
PROF. GUÍA: PATRICIO MENA MENA

**DESARROLLO DE UN RECEPTOR EN CONFIGURACIÓN 2SB PARA
BANDA W EXTENDIDA (67-116 GHz) CON APLICACIONES EN EL
TELESCOPIO DE ONDAS MILIMÉTRICAS DEL SUR (SMWT) Y EN EL
GRAN ARREGLO LATINOAMERICANO (LLAMA)**

Este trabajo presenta el desarrollo de un receptor heterodino en banda W extendida, en configuración 2SB y de doble polarización con dos aplicaciones. La primera, en el radiotelescopio de ondas milimétricas del sur (SMWT) en el marco de su actualización. La segunda, en el radiotelescopio LLAMA como nuevo receptor en banda 2(+3). Adicionalmente, se muestran observaciones de calibración con el SMWT para la molécula HCN con el fin mostrar su desempeño previo al nuevo receptor. Con relación al SMWT, el tiempo de observación previo al nuevo receptor, fue comparado con el tiempo de observación estimado a partir de las mediciones de temperatura de ruido a 50 K del prototipo de nuevo receptor. Se encontró una disminución de al menos un 50 % del tiempo de observación en todo el ancho de banda. Con respecto a LLAMA, se midió la temperatura de ruido del nuevo prototipo de receptor a 17 K y se mostró que cumple casi en su totalidad con las especificaciones exigidas (< 60 K para el 80 % de la banda, < 90 K para el 100 % de la banda) excepto en entre 80 y 90 GHz debido al mezclador de prueba que se usó para las mediciones.

A mi familia.

Agradecimientos

A mi madre Teresa por la fuerza y las oraciones.

A mi padre Efrain, mis hermanos Jhon, Alejandro, Yolima por la paciencia y por perdonarme el haber estado lejos tanto tiempo.

A mi pareja Carlos por animarme a continuar y por apoyarme siempre sobre todo en las épocas difíciles.

A mi “casi hija” Karem y a Paolis, por ayudar y acompañar a mis padres y hermanos.

A mis amigos en Colombia Angela, Claudia y Juan por siempre apoyarme incluso desde la distancia.

A mis amigos en Chile Pilar y Gonzalo por su compañía y apoyo.

A todos los miembros del Laboratorio de Ondas Milimétricas, Diego, Camilo A., Camilo S., Sebastián J., Francisca, Felipe, Max, Juaquin y Juan R., por todo el conocimiento, la diversión y el ánimo que me brindaron para terminar esta etapa. No menos importante agradezco también a Jose Pizarro ya que sin su trabajo de mecanización, sin su buena disposición y su apoyo este proyecto no hubiese terminado y de nuevo a Camilo S., ya que su versión de transición fue el comienzo de un gran trabajo que terminó en publicación.

A los exmiembros del Laboratorio de Ondas Milimétricas, David y Pablo A., por la paciencia y todo lo que me enseñaron. A Rosio, Claudio, Valeria, Christopher, Franco, Daniel M, por su amabilidad y por responder preguntas siempre con la mejor disposición.

A los profesores Patricio Mena, Ricardo Finger, Leonardo Bronffman y Nicolás Reyes por sus grandes conocimientos y apoyo en este proceso.

A la señora Nely, Alejandro L., Alejandro C. y Rogelio por hacer más agradable cada día en el observatorio.

Tabla de Contenido

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Descripción del problema general	3
1.3. Hipótesis	3
1.4. Objetivos	3
1.4.1. Generales	3
1.4.2. Específicos	4
1.5. Contribuciones	4
1.6. Estructura de la tesis	4
2. Estado del arte	6
2.1. Introducción	6
2.2. Óptica	6
2.2.1. Lentes cuasiópticas	7
2.2.2. Antenas tipo Bocina	10
2.2.3. Polarizadores en guía de onda	11
2.3. Receptores y Sistema LO	13
2.3.1. Receptor de banda lateral simple (SSB)	14
2.3.2. Receptor de doble banda lateral (DSB)	15
2.3.3. Receptor de separación de banda lateral (2SB)	15
2.3.4. Sistema LO	15
2.4. Back-end	16
2.4.1. Cadena IF	17
2.4.2. Procesamiento digital	17
2.5. Temperatura de ruido	19
2.5.1. Temperatura de ruido en receptores	19
2.5.2. Temperatura de ruido en radiotelescopios	21
2.6. Receptores en la banda de 3 mm	22
2.7. Comentarios finales	23
3. Arquitectura propuesta para el receptor en banda W extendida	25
3.1. Introducción	25
3.2. Configuración propuesta	25
3.3. Características de los componentes	26
3.3.1. Antena tipo bocina	26
3.3.2. OMT	28
Diseño y simulación	28

Construcción	34
Medición	35
3.3.3. Amplificadores primera etapa	40
3.3.4. Amplificadores segunda etapa	40
3.3.5. Módulo mezclador	41
3.4. Comentarios finales	41
4. Diseño y optimización de una transición de guía de onda a línea de transmisión tipo microcinta, con aplicaciones en banda Q, de gran ancho de banda, bajas pérdidas y facil de escalar.	43
4.1. Introducción	43
4.2. Diseño y simulación	44
4.2.1. Justificación del diseño	44
4.2.2. Optimización de la antena	45
4.2.3. Diseño original para banda V	46
4.2.4. Escalando a banda Q	46
4.3. Implementación y caracterización de la transición para banda Q	47
4.3.1. Experimento para la caracterización del sustrato	48
4.3.2. Construcción de la transición	49
4.4. Resultados y discusión	50
4.4.1. Caracterización del sustrato	50
4.4.2. Medición de la transición	50
4.5. Comentarios finales	52
5. Aplicación del receptor de banda W extendida en el SMWT	55
5.1. Introducción	55
5.2. Evolución de mejoras en los últimos 10 años	55
5.3. Estado Actual del radiotelescopio	56
5.3.1. Front-end	56
Óptica	56
Receptor	57
Sistema LO	58
5.3.2. Back-end	58
Cadena IF	59
Procesamiento digital	59
5.3.3. Estimación de la temperatura de ruido equivalente del receptor	60
5.3.4. Trabajo observacional	62
Mapa de calibración	62
5.4. Motivación científica y técnica para la actualización del receptor	63
5.5. Configuración propuesta para el nuevo receptor	65
5.5.1. Óptica	65
Lente	66
5.5.2. Diseño mecánico del receptor	71
5.5.3. Temperatura de ruido	72
Temperatura de ruido de receptor	72
Temperatura de ruido de sistema y tiempo de integración	76
5.6. Comentarios finales	77

6. Aplicación del receptor de banda W extendida en LLAMA	79
6.1. Introducción	79
6.2. LLAMA	79
6.2.1. Óptica	80
6.3. Motivación científica y técnica de banda 2+3 en LLAMA	80
6.4. Configuración propuesta para nuevo el receptor	82
6.4.1. Óptica	83
6.4.2. Diseño mecánico del cartucho	83
6.5. Temperatura de ruido	83
6.5.1. Estimación	83
6.5.2. Medida preliminar	84
6.6. Comentarios finales	85
7. Conclusiones	87
7.1. Conclusiones	87
7.1.1. De objetivos generales:	87
7.1.2. De objetivos específicos:	87
7.2. Trabajo futuro	89
Bibliografía	90
ANEXO	103
A. Métodos de calibración	103

Índice de Tablas

1.1.	Algunas moléculas y frecuencia correspondiente a su línea de emisión en banda W extendida [3], [4]. Los asteriscos señalan las líneas de emisión accesibles con la tecnología actual del SMWT.	2
2.1.	Algunos OMT y sus características eléctricas	12
2.2.	Algunos receptores en la banda de 3 mm	24
4.1.	Dimensiones de la transición	48
4.2.	Comparación entre éste trabajo con otras transiciones reportadas (P.R: Pérdidas por retorno, P.I: Pérdidas por inserción, P.T: Pérdidas totales , AT: Atenuación)	53
5.1.	Características de los reflectores actuales del SMWT	56

Índice de Ilustraciones

2.1.	Diagrama de bloque con los componentes de un radiotelescopio. La señal de radio frecuencia (RF) que entra por la antena del telescopio pasa a la lente, luego a la bocina y al OMT donde se divide en dos polarizaciones. Cada polarización pasa a la etapa de amplificación y después al mezclador junto con la señal de oscilador local (LO). De la mezcla salen dos señales de frecuencia intermedia (IF) que entran a la cadena donde son amplificadas, filtradas y finalmente pasan al procesamiento digital.	7
2.2.	Diagrama esquemático de la propagación de un haz Gaussiano en función del eje de propagación. El Beam waist (W_0) o cintura del haz es el valor mínimo del radio del haz, z es el eje de propagación y ϕ_0 es el ángulo equivalente o radio asintótico de crecimiento de la cintura del haz.	8
2.3.	Transformación de un haz Gaussiano debido al elemento transformador caracterizado por la matriz ABCD. w_{0in} y d_{in} son el radio de cintura del haz de entrada y su distancia al plano de entrada respectivamente. w_{0out} y d_{out} son el radio de cintura del haz de salida o transformado y su distancia al plano de salida respectivamente.	9
2.4.	Parámetros y geometría necesarios para diseño de una lente curva. n es el índice de refracción, f es el foco de la lente y r es la distancia desde el foco a cualquier punto de la superficie curva.	10
2.5.	Antena tipo bocina corrugada (imagen tomada de reporte interno de Rocío Molina, 2020)	11
2.6.	Esquema de la estructura del OMT tipo Boifot con sus partes [26].	12
2.7.	Esquema de la estructura del OMT tipo Resalte dual con sus partes [40].	13
2.8.	Esquema de la estructura del OMT tipo Juntura de Torniquete con sus partes [36].	14
2.9.	Esquema de conversión heterodina. Las señales RF y LO son relativamente cercanas, así que la suma será de casi el doble de la RF y la diferencia será mucho menor que la RF.	15
2.10.	a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración SSB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran un filtro antes del mezclador encargado de eliminar una de las bandas dentro de la RF. b) Muestra el receptor de banda 1 de ALMA como un ejemplo de ésta configuración [14].	16
2.11.	a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración DSB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran que no hay filtrado antes del proceso de mezcla, haciendo que la señal de salida sea la superposición de las dos bandas, superior e inferior. b) Muestra la arquitectura del receptor de banda 10 de ALMA como un ejemplo de ésta configuración [58].	17

2.12.	a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración 2SB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran un híbrido RF e IF que separan la señal por fase haciendo que las bandas superior e inferior al final del proceso salgan separadamente. b) Muestra la cabina y parte del receptor SEPIA de un pixel como un ejemplo de ésta configuración [59].	18
2.13.	Arquitectura de la cadena de LO tomada como ejemplo de banda 2+3 de ALMA. Se pueden ver el oscilador, multiplicador y el circuito controlador de fase, entre otros componentes. [70]	19
2.14.	Diagrama de bloque del receptor de ALMA banda 5 [73]. Se puede ver que la cadena IF está compuesta de híbridos en cuadratura y amplificadores para cada polarización.	20
2.15.	Ilustración de algunos factores que aportan a la temperatura de ruido total de la antena. El fondo cósmico de microondas, la opacidad atmosférica y el ángulo de elevación al que se esté observando la antena aportan a la temperatura de ruido total de la antena.	22
2.16.	Tiempo de integración en la fuente, en función de la temperatura del receptor para los casos SMWT posicionado en Cerro Calán y posicionado en ALMA (Chajnantor) para $\Delta T_{rms} = 0.1$ K. Se puede ver el aumento del tiempo de integración con el aumento de la opacidad atmosférica (τ_o) y con la temperatura del receptor.	23
3.1.	Nueva arquitectura propuesta para receptor de banda W extendida. La óptica y las dos etapas de amplificación RF están a temperaturas criogénicas. Los módulos de mezclado, la señal de LO y salida de la IF, están a temperatura ambiente. Cada módulo genera la conversión heterodina para cada señal RF polarizada. La lente, las cadena IF y procesamiento digital dependen de cada telescopio. Se verán en mas detalle en los siguientes capítulo dedicados al SMWT y LLAMA.	26
3.2.	Antena tipo bocina corrugada, para banda W extendida [16]. a) Muestra el diseño de la bocina y mostrando su perfil y corrugaciones. b) Muestra una foto de ejemplo de un prototipo en cobre junto a una moneda de 100 pesos Chilenos.	27
3.3.	Características simuladas y medidas del patrón de radiación de la antena tipo bocina de banda 2+3 [16]. a) Muestra que el patrón copolar es simétrico y acorde con las simulaciones. Los lóbulos laterales están bajo -25 dB y la polarización cruzada está bajo -30 dB. b) Muestran las pérdidas por reflexión bajo -25 dB en toda la banda.	27
3.4.	a) Diseño de la transición para adaptar la guía circular con la guía cuadrada. Los valores deseados para pérdidas por reflexión deben estar bajo -20 dB y transmisiones cerca de -0.05 dB para garantizar que la potencia transmitida sea de al menos un 99%. b) Reflexiones simuladas en ambos modos bajo -27 dB. c) Transmisiones simuladas en ambos modos arriba de -0.01 dB.	29
3.5.	a) Diseño del polarizador con sus partes. b) Reflexión simulada de la polarización vertical (V) y horizontal (H). c) Transmisión simulada de la polarización vertical y de la polarización horizontal en ambos puertos (H1 y H2)	30
3.6.	a) Diseño del codo con sus partes. b) Reflexión simulada de la polarización vertical. c) Transmisión simulada de la polarización vertical	31
3.7.	a) Diseño del combinador con sus partes. b) Reflexión simulada en el puerto 3 bajo -20 dB. c) Transmisión simulada entre los puertos 1, 2 y 3 cerca de -3 dB.	32

3.8.	En color azul oscuro se muestra el diseño del OMT ensamblado completamente. El cilindro azul representa la salida de la bocina. La placa octogonal representa la transición de guía de onda circular a cuadrada. Finalmente, la guía de onda ovalada de color gris representa una placa de aluminio de 4 mm de espesor incluida para facilitar el acople del OMT al amplificador de bajo ruido de la primera etapa.	33
3.9.	Reflexiones simuladas en el puerto de entrada del OMT. La curva S11V es para modo vertical y la curva S11H para el modo horizontal. Como se puede ver las reflexiones se mantienen bajo -20 dB en todo el ancho de banda.	33
3.10.	Transmisiones simuladas entre puerto de entrada y los de salida del OMT. La curva S21V es para modo vertical y la curva S21H es para el modo horizontal. Como se puede los valores para ambas polarizaciones son menores que -0.2 dB en todo el ancho de banda	34
3.11.	Crosspolar simulado del OMT. La curva S13V es para modo vertical y la curva S12H para el modo Horizontal. Los valores se mantiene bajo -45 dB para todo el ancho de banda	34
3.12.	Aislación simulada del OMT entre puertos de salida (2 y 3). Como se puede ver los valores se mantienen bajo -50 dB en todo el ancho de banda.	35
3.13.	OMT construido en bloque metálico de Duraluminio. a) muestra el bloque abierto en las dos mitades que lo conforman. b) muestra el bloque ensamblado con las dos piezas adicionales, la placa para integrar al amplificador y la transición de guía de onda circular a cuadrada.	35
3.14.	a) Diagrama de bloque del montaje experimental usado para la medición del OMT. b) Foto del montaje experimental de las mediciones de transmisión de la polarización horizontal.	36
3.15.	Asimetrías encontradas en el bloque mecanizado. En rojo se realtan las diferencias	37
3.16.	Reflexiones medidas y simuladas del OMT. Debajo de 75 GHz los valores medidos se elevan hasta -10 dB y de 75 GHz hacia arriba se mantienen cerca de -16 dB para ambas polarizaciones. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.	38
3.17.	Transmisiones medidas y simuladas del OMT. Los valores medidos mostrados son menores que 0.3 dB exceptuando las resonancias cerca de 83 GHz y cerca de 97 GHz. Los valores positivos son producidos posiblemente por no dejar el tiempo suficiente para la estabilización térmica de los instrumentos.	38
3.18.	Polarización cruzada medida y simulada del OMT. Los valores medidos para ambas polarizaciones están bajo -30 dB en casi todo el ancho de banda. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.	39
3.19.	Aislación medida y simulada entre los puertos de salida del OMT. El valor medido encontrado está bajo -35 dB en todo el ancho de banda. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.	39
3.20.	a) Vista del LNA y de su comportamiento respecto a ganancia y temperatura de ruido a 5 K. b) Muestra la temperatura de ruido bajo 40 K y ganancia sobre 20 dB en todo el ancho de banda. Tomada de la hoja de datos [102].	40

3.21.	Primer prototipo de amplificador OMMIC ensamblado y que sigue en desarrollo dado que todavía no alcanza la ganancia deseada. a) Muestra el chip con sus conexiones. b) Muestra los dos bloques totalmente ensamblados. Tomado de reporte interno de Camilo Saldaña , 2023.	41
3.22.	Resultados de medidos de separación de banda lateral (SRR) del la primera versión del módulo mezclador [104]. Como se puede ver la separación de banda baja hasta 5 en algunos osciladores locales.	42
3.23.	Vista del bloque para el módulo mezclador con todas sus partes. El híbrido en la entrada de la RF es en guía de onda WR10. Las salidas de la IF son en cables SMA, los mezcladores y divisor de potencia son en MMIC. Finalmente la transición de guía de onda a microstrip para el LO esta en guía de onda WR19. Las mediciones preliminares de este modelo no mostraron buenos resultados, ya que el SRR quedó cercano a 5 dB para algunos LO, por tal razón sigue en desarrollo.	42
4.1.	Descripción general de la transición con sus diferentes partes. La función de cada parte es discutida en el texto, Sec. 4.2.1.	45
4.2.	Proceso de diseño de la transición para la banda V. Las dimensiones de la estructura de metal de la transición entera cambian con cada etapa pero las de la antena se mantienen constantes. (a) Guía de onda y guía de onda en corto en dimensiones WR-19 con salida en puerto de microcinta. (b) Una sección de guía de onda más ancha se adiciona sobre el sustrato en la sección transversal de la guía para incrementar el ancho de banda sin modificar el tamaño de la guía. (c) Las dimensiones de la guía (W1 y L2) son optimizadas para reducir reflexiones. (d) Un transformador de impedancia (L1) es adicionado para disminuir las reflexiones debido al desajuste de impedancia entre el puerto WR-19 y la guía (L2). Un adaptador de impedancia de dos pasos es usado para lograr la impedancia estándar en el puerto de salida de la microcinta.	47
4.3.	Pérdidas por reflexión de cada etapa a) a d) en la evolución de la transición para banda V del diseño presentado en la Fig. 4.2. La mejora del ancho de banda de las reflexiones en cada etapa es evidente. La etapa final del diseño muestra pérdidas por retorno cercana a -20 dB en el ancho de banda completo.	48
4.4.	(a) Vista tridimensional de la estructura. El círculo rojo muestra la unión de las dos secciones de guía de onda H4 y H6. (b) Sustrato, línea conductora y antena dendrítica.	49
4.5.	Parámetros de dispersión simulados de la transición de banda Q. El sustrato dieléctrico utilizado en las simulaciones fue RT/Duriod 6002 con valores nominales de permitividad relativa (2,94) y tangente de pérdida (0,0012) proporcionados por el fabricante. Las pérdidas por inserción máximas son de 0,31 dB y las pérdidas por retorno son mejores que -20 dB en el rango de frecuencia de 27 a 50 GHz.	50

4.6.	(a) Línea de microcinta para caracterización del sustrato. (b) Bloque con las dos transiciones idénticas enfrentadas a manera de espejo. El bloque fue fabricado a partir de tres partes de aluminio, dos de ellas formando la estructura de guía de onda y la tercera conteniendo la PCB junto con la guía en corto. El recuadro rojo indica el área de la foto mostrada en el siguiente panel. (c) Bloque inferior con el sustrato removido para indicar cómo va ubicado. En el ensamblaje final el sustrato es suspendido sobre la cavidad y es adherido al bloque con pintura epóxica conductiva sin ningún alineamiento adicional.	51
4.7.	Parámetros de dispersión medidos y simulados de la transición enfrentada a manera de espejo. En contraste con las simulaciones presentadas en la Figura 4.5. Estas simulaciones se realizaron utilizando el valor reportado de permitividad (2.94) y el valor para tangente de pérdidas (0.01626) calculado a partir de las mediciones de la línea de microcinta	52
4.8.	Representación gráfica de la Tabla 4.2. Cada marcador representa un tipo diferente de transición. Los diamantes son para alineadas, las cruces rojas para Plano-E y los puntos para el tipo Transversal de acuerdo con la tabla. a) Pérdidas por reflexión vs ancho de banda fraccional. b) Atenuación vs ancho de banda fraccional. La etiqueta [sim] representa el valor que se podría obtener si el sustrato no estuviera degradado por el proceso de fabricación. Se puede ver el excelente desempeño de la transición presentada aquí aun con la degradación del sustrato.	54
5.1.	Vista lateral del radio telescopio SMWT y algunas de sus partes [148]	57
5.2.	Arquitectura actual del Front-end y Back-end del SMWT. La antena tipo bocina envía la señal a través de la ventana de vacío al amplificador y al aislador. Luego es recibida por el híbrido RF de 90° que separa la señal por fase y las envía a la mezcla heterodina. Al salir las dos señales IF se filtran y amplifican para finalmente pasar al procesamiento digital.	58
5.3.	Foto del actual receptor del SMWT dentro del criostato, se puede ver la cadena de componentes desde el amplificador hasta la salida de la señal IF	59
5.4.	Placa del Oscilador Local actual del SMWT ensamblada [151].	60
5.5.	Esquema de los elementos conectados en cascada que forman el receptor actual del SMWT.	61
5.6.	Temperatura de ruido equivalente de cada componente del receptor actual del SMWT a temperatura física de 77 K.	61
5.7.	Ganancia en función de la frecuencia de los componentes que forman el receptor actual del SMWT.	62
5.8.	Estimación y medición de la temperatura de ruido equivalente de receptor en función de la frecuencia para todas las componentes del SMWT conectadas en cadena a temperatura física de 77 K. La curva representa la estimación y los dos puntos representan las mediciones en hot-cold test a dos diferentes frecuencias.	63
5.9.	Posición de la nube molecular G331.5	63
5.10.	Mapa de 5x5 espectros de 60 min cada uno de la molécula HCN para la nube molecular gigante G331.5-0.125 a un tamaño de haz aproximado de 11.8 min de arco	64
5.11.	Espectro promediado de 25 espectros individuales de 60 min cada uno. Se tomó alrededor de la posición $l=331.5$, $b=-0.125$. Los espectros son de la molécula HCN para la nube molecular G331.5.	65

5.12.	Arquitectura del nuevo receptor propuesto para el SMWT. La óptica y las etapas de amplificación estarán a una temperatura de 50 K. Los módulos de mezclado, el sistema de LO, la placa IF y el procesamiento digital que están en desarrollo actualmente estarán a temperatura ambiente.	66
5.13.	Radio del haz en función de la distancia en el eje de propagación. Se ve la propagación del haz del telescopio desde el espejo secundario hasta el plano del foco equivalente (plano de apertura de la bocina actual). El haz pasa a través del agujero del espejo primario “Can”.	67
5.14.	Propagación del haz de la bocina de W extendida con la posición del PCL para tres frecuencias. Las líneas discontinuas representan el largo y la apertura de la bocina.	67
5.15.	Superficie hiperbólica de distancia focal 44.0598.	68
5.16.	Geometría de la sección transversal de la capa antireflectiva. d representa el alto de la corrugación, a es el espacio entre corrugaciones, t es el ancho de la corrugación y p es la constante de paso.	69
5.17.	Diseño de la lente para el SMWT. El perfil bi-hiperbólica, con una placa central que permitirá mantener el vacío y una capa antireflexión en forma de corrugaciones circulares concéntricas	69
5.18.	Diseño en HFSS de la parte central de la lente en HDPE insertada en una caja de aire del tamaño de una guía de onda WR-10 cuadrada. La parte de la lente muestra corrugaciones circulares concéntricas de la capa antireflexión.	70
5.19.	Parámetros S_{11} y S_{12} en función de frecuencia. En la frecuencia de diseño (90 GHz) y hasta el final del rango de frecuencia las reflexiones se mantienen bajo -16 dB que sirven como estimación de las pérdidas por reflexión máximas que tendrá la lente para valores optimizados de capa antireflexión.	70
5.20.	Diseño en HFSS de la parte central de la lente en HDPE sin corrugaciones, insertada en una caja de aire del tamaño de una guía de onda WR-10 cuadrada.	71
5.21.	Parámetros S_{11} y S_{12} en función de frecuencia. En la frecuencia de diseño (90 GHz) las reflexiones se mantienen cerca de -8 dB esto sirve como estimación de las pérdidas por reflexión máximas que tendrá la lente sin capa antireflexión.	71
5.22.	Propagación del haz a tres frecuencias diferentes desde el espejo secundario hasta la apertura de la bocina de banda W extendida. Se muestra la posición y diámetro del espejo secundario, el agujero en el primario, el plano focal equivalente, la lente y finalmente el la apertura de la bocina de banda W extendida.	72
5.23.	Diseño mecánico del nuevo criostato acoplado a la cabeza fría de ciclo cerrado Stirling. El criostato tiene integrada la lente como ventana de vacío.	72
5.24.	Diseño del criostato de prueba con las paredes exteriores ocultas para mostrar el receptor en el interior. En el interior se muestra la bocina, el OMT y los amplificadores de primera y segunda etapa.	73
5.25.	Temperatura de ruido del LNA-LNC65115WA s/n 058Z en función de la frecuencia para diferentes temperaturas físicas	74
5.26.	Temperatura de ruido del LNA-LNC65115WA s/n 058Z en función de la temperatura física, teniendo en cuenta el promedio en el rango de frecuencia de la figura 5.25	74
5.27.	Esquema de las componentes conectadas en cadena que llevará el futuro receptor del SMWT	75

5.28.	Estimación de temperatura de ruido del receptor, ubicado a una temperatura física de 50 K en función de la frecuencia. Se muestra una temperatura de ruido del receptor cercana a los 100 K es decir entre 33 % y 63 % más baja respecto al receptor actual.	75
5.29.	Montaje experimental dentro del criostato de prueba del laboratorio para medición de temperatura de ruido. La rama del receptor ensamblada está en la polarización vertical. La temperatura de criostato es de 53 K. (A) Antena tipo bocina. (B) OMT. (C) Primer amplificador de bajo ruido. (D) Segundo amplificador de prueba de bajo ruido. Las etiquetas muestran las temperaturas registradas para los dos amplificadores, el plato frío y la etapa intermedia. . .	76
5.30.	Montaje experimental fuera del criostato de prueba. (A) Mezclador con la entrada de la RF, LO y salida de la IF. (B) Placa del sistema de LO. (C) Generador de señal de LO. (D) Analizador de señales para IF.	77
5.31.	Temperatura de ruido medida y simulada en función de la frecuencia para una rama del receptor correspondiente a la polarización vertical. Se usó un segundo amplificador y mezclador de prueba. Se tomaron medidas en tres puntos de operación diferentes para el primer amplificador. El punto de operación 3 ($V_d=1$ V, $I_d=7.7$ mA) dió los mejores resultados con temperaturas cercanas a 100 K en casi todo el ancho de banda.	78
6.1.	Vista en el mapa de San Antonio de los Cobres donde se está construyendo LLAMA.	80
6.2.	Esquema del radiotelescopio LLAMA con algunas de sus partes [160]	81
6.3.	Esquema de las cabinas Cassegrain y Nasmyth B con algunas de sus partes [159]. Se muestra la trayectoria de los haces de banda 5, 6 y 9.	81
6.4.	Arquitectura del nuevo receptor propuesto para banda W extendida en LLAMA. La óptica y las etapas de amplificación estarán a una temperatura de 15 K. Los módulos de mezclado, el sistema de LO, la placa IF y el procesamiento digital que están en desarrollo actualmente estarán a temperatura ambiente.	82
6.5.	(a) Perfil de la lente de banda 2+3 de ALMA. (b) Implementación de un prototipo de la lente en HDPE dentro del bloque [163].	83
6.6.	a)Diseño mecánico del cartucho de LLAMA [164] con algunas de sus partes. b) Ensamblaje de platos, espaciadores de G10 y pedestal de soporte.	84
6.7.	Montaje experimental dentro del criostato de prueba del laboratorio para medición de temperatura de ruido. La rama del receptor ensamblada está en la polarización vertical. La temperatura de criostato es de 17 K. (A) Antena tipo bocina. (B) OMT. (C) Primer amplificador de bajo ruido. (D) Segundo amplificador de prueba de bajo ruido. Las etiquetas muestran las temperaturas registradas para los dos amplificadores, el plato frío y la etapa intermedia. . .	85
6.8.	Temperatura de ruido medida y simulada en función de la frecuencia para una rama del receptor correspondiente a la polarización vertical. Se usó un segundo amplificador y mezclador de prueba. Se obtuvieron valores cercanos a 60 K en casi todo el ancho de banda.	86
A.1.	Prueba de calibración atmosférica, para la fuente Corona Australis	104
A.2.	Gráfica del sistema control al realizar la prueba de apuntamiento al Sol en azimut y elevación	105

Capítulo 1

Introducción

El desarrollo de la astronomía en Chile se ha vuelto un tema de mucha importancia en los últimos años debido a la excelente calidad del cielo en el norte, lo que ha impulsado la construcción de observatorios astronómicos de primera categoría a nivel mundial tales como ALMA entre otros.

En este contexto, el Laboratorio de Ondas Milimétricas de la Universidad de Chile desarrolla instrumentación astronómica mediante la construcción y prueba de receptores que son parte esencial en la construcción y actualización de radiotelescopios.

En esta tesis se presenta el desarrollo de un receptor en configuración 2SB para banda W extendida (67-116 GHz) y su aplicación en dos radiotelescopios. El primero es el Telescopio de Ondas Milimétricas del Sur (SMWT), ubicado en el observatorio de la Universidad de Chile en Cerro Calán, que consiguió obtener el mapeo completo de nuestra galaxia en la línea CO entre otros logros y que se usa actualmente para propósitos de enseñanza e investigación. El segundo radiotelescopio en donde se quiere ver la aplicación del receptor es en el Gran Arreglo Latinoamericano (LLAMA). LLAMA es un proyecto científico y tecnológico entre Argentina y Brasil, ubicado en la parte noroeste de Argentina y que tiene entre otros propósitos operar en conjunto con ALMA haciendo interferometría de larga base.

1.1. Motivación

La banda W extendida contiene líneas de emisión de distintas moléculas que son de gran importancia científica. El monóxido de carbono por ejemplo, se usa como trazador del hidrógeno molecular que es el elemento más abundante en las nubes moleculares y conforma gran parte de la masa molecular de nuestra galaxia [1]. Por esta razón es de gran importancia poder localizar las concentraciones de este elemento ya que son indicadores de regiones de formación estelar. Dado que el hidrógeno molecular H_2 no emite en el rango milimétrico, se usa el monóxido de carbono CO como trazador de la molécula de hidrógeno. Estos dos elementos se encuentran en el universo en razón casi constante de 1 CO a 100.000 H_2 [2] y el CO tiene un espectro en ondas milimétricas que es relativamente fácil de detectar por radiotelescopios.

Dentro de la banda W extendida, en la parte baja de la banda de interés, en particular entre 67 y 90GHz hay casos científicos de estudio como, por ejemplo [3], transiciones de baja energía de moléculas deuteradas simples como DCO+, DCN, and N₂D+, que son importantes para el entendimiento de la evolución de centros en nubes moleculares y para localizar las regiones más frías y más densas en nubes moleculares. Dentro de la misma banda están las

moléculas con momentos dipolares más altos como HCN, HCO+, HNC que se asocian más directamente con regiones de formación estelar muy activas. Algunas de las líneas de emisión del monóxido de carbono (CO) más buscadas para determinación de corrimiento al rojo o estudio de dinámica galáctica, están en el rango de frecuencias entre los 109-116 GHz. En la Tabla. 1.1, se muestran varias líneas en el rango de banda W extendida incluyendo el monóxido de carbono para transiciones de momento angular en el primer estado.

Tabla 1.1: Algunas moléculas y frecuencia correspondiente a su línea de emisión en banda W extendida [3], [4]. Los asteriscos señalan las líneas de emisión accesibles con la tecnología actual del SMWT.

Nombre químico	Formula química	Transición	Frecuencia (GHz)
Metanol	CH ₂ D ⁺	1(1,0)-1(1,1)	67.273
Monosulfuro de silicio	³⁰ Si ³⁴ S <i>v</i> = 0	J=4-3	68.052
Carburo de silicio	³⁰ SiC ₂	3(0,3)-2(0,2)	68.333
Carburo de silicio	Si ¹³ CC	3(0,3)-2(0,2)	68.610
Carburo de silicio	³⁰ SiC ₂	3(2,2)-2(2,1)	68.777
Carburo de silicio	³⁰ SiC ₂	3(2,1)-2(2,0)	69.255
Carburo de silicio	²⁹ SiC ₂	3(0,3)-2(0,2)	69.264
Carburo de silicio	²⁹ SiC ₂	3(2,2)-2(2,1)	69.735
Carburo de silicio	SiC ₂ <i>v</i> = 0	3(0,3)-2(0,2)	70.260
Monosulfuro de silicio	Si ³⁴ S <i>v</i> = 0	J=4-3	70.629
Formilio	D ¹³ CO ⁺	J=1-0	70.733
Cianuro de hidrógeno	D ¹³ CN	J=1-0	71.175
Monosulfuro de silicio	²⁹ SiS <i>v</i> = 0	J=4-3	71.284
Monosulfuro de silicio	Si ³³ S <i>v</i> = 0	J=4-3	71.595
Formilio	DCO ⁺	J=1-0	72.039
Cianuro de hidrógeno	DCN	J=1-0	72.415
Monosulfuro de silicio	SiS <i>v</i> = 0	J=4-3	72.618
Carburo de silicio	Si ¹³ CC	3(1,2)-2(1,1)	73.102
Carburo de silicio	SiC ₂ <i>v</i> = 0	21(4,17)-21(4,18)	73.178
Isocianuro de Hidrógeno	DN ¹³ C	J=1-0	73.367
Carburo de silicio	Si ¹³ CC	7(1,6)-7(1,7)	74.384
Isocianuro de Hidrógeno	DNC	J=1-0	76.306
Formilio	DOC ⁺	J=1-0	76.386
Diazenilio	N ₂ D ⁺	J=1-0	77.108
Monóxido de silicio	Si ₁₈ O <i>v</i> = 0	J=2-1	80.705
Monóxido de silicio	³⁰ SiO <i>v</i> = 2	J=2-1	83.583
Monóxido de silicio	³⁰ SiO <i>v</i> = 1	J=2-1	84.164
Monóxido de silicio	²⁹ SiO <i>v</i> = 2	J=2-1	84.575
Monóxido de silicio	³⁰ SiO <i>v</i> = 0	J=2-1	84.746
Monóxido de silicio	²⁹ SiO <i>v</i> = 1	J=2-1	85.167
Monóxido de silicio	SiO <i>v</i> = 2	J=2-1	85.640
Monóxido de silicio	²⁹ SiO <i>v</i> = 0	J=2-1	85.759
Monóxido de silicio	SiO	<i>v</i> = 1, J=2→1	86.243
Cianuro de hidrógeno	*HCN	J=1→0 tres transiciones F	88.632
Formilio	HCO ⁺ db	J=1→0	89.189
Diazenilio	N ₂ H ⁺	J=1→0 siete transiciones F	93.174
Monosulfuro de carbono	*CS	J=2→1	97.981
Cianoacetileno	*HC ³ N	J=1→0	109.1732
Monóxido de carbono	* ¹² C ¹⁸ O	J=1→0	109.782
Monóxido de carbono	* ¹³ C ¹⁶ O	J=1→0	110.201
Monóxido de carbono	¹² C ¹⁷ O	J=1→0 tres transiciones F	112.359
Cianuro radical	*CN	J=1→0	113.490
Monóxido de carbono	* ¹² C ¹⁶ O	J=1→0	115.271

Por lo anterior, la hoja de ruta para la próxima década del proyecto ALMA 2030 [5], establece entre otras necesidades, instrumentos con mayor ancho de banda y mayor sensibilidad en la banda W extendida. Estas mismas características serán necesarias para las siguientes generaciones de radiotelescopios como por ejemplo LLAMA y para la actualización de aquellos que ya están en funcionamiento como el SMWT. El SMWT fue inicialmente diseñado

para observar las líneas de $^{12}\text{C}^{16}\text{O}$ a 115.2 GHz, $^{13}\text{C}^{16}\text{O}$ a 110.2 GHz y $^{12}\text{C}^{18}\text{O}$ a 109.7 GHz, con lo que se consiguió realizar mapas de CO del hemisferio sur de nuestra galaxia [1], [6]. Luego, con la ayuda de siguientes actualizaciones, el SMWT en la actualidad puede observar otras líneas en un ancho de banda de 84-116 GHz.

Con el desarrollo del receptor propuesto en éste trabajo, LLAMA contará con un receptor que pueda detectar la banda W extendida y el SMWT aumentará su rango de frecuencia tal que será el segundo radio telescopio en Chile después de ALMA 2(+3), con un receptor que pueda operar en esa banda.

1.2. Descripción del problema general

Las prioridades actuales de la comunidad radioastronómica respecto al avance de los radiotelescopios [7] es generar grandes anchos de banda RF, disminuir la temperatura de ruido, aumentar el ancho de banda IF instantáneo y lograr líneas base más largas en observación interferométrica. Con lo anterior se pretende entre otras cosas, incrementar la velocidad de observación, observar varias líneas espectrales simultáneamente en una sola banda de frecuencia, incrementar la resolución angular y aumentar la velocidad de escaneo espectral.

Lograr las mejoras tecnológicas mencionadas, permitirá aportar en áreas de la ciencia como [8] cosmología, alto corrimiento al rojo ($z>3$) correspondiente a líneas atómicas y moleculares de CO, CI, CII y H₂O entre otras. También permitirá aportar en galaxias, núcleos galácticos, medio interestelar, formación de estrellas, astroquímica, discos circunestelares, exoplanetas, sistema solar, evolución estelar y estudios del sol. Debido a esto, surge la necesidad de producir receptores que cubran un amplio rango de frecuencias, como por ejemplo la banda W extendida (67-116 GHz) que cubre la ventana atmosférica completa de Banda 2 y Banda 3 al mismo tiempo. También, se requiere que el receptor cumpla con características específicas como, doble polarización, separación de banda lateral y baja temperatura de ruido entre otras. Este trabajo aborda el desarrollo de un receptor con esas características.

1.3. Hipótesis

Para la comunidad científica Chilena, el desarrollo de instrumentación astronómica se ha convertido en un tema de vital importancia, ya que permite la actualización y construcción de radiotelescopios de importancia mundial. En este trabajo se propone el desarrollo de un receptor en configuración 2SB para banda W extendida con aplicaciones en el telescopio de ondas milimétricas del sur (SMWT) y en el gran arreglo latinoamericano (LLAMA). Con este nuevo receptor se espera aumentar el ancho de banda, obtener doble polarización y disminuir la temperatura de ruido para finalmente disminuir el tiempo de observación.

1.4. Objetivos

1.4.1. Generales

1. Desarrollar un receptor heterodino en banda W extendida, en configuración 2SB y de doble polarización cuya aplicación sirva para actualizar el SMWT y sirva como nuevo receptor en banda 2(+3) para LLAMA.

2. Realizar observaciones de prueba con el receptor desactualizado del SMWT en áreas seleccionadas del espectro, para mapeo de calibración en nubes moleculares con el fin de mostrar su desempeño sin el receptor actualizado

1.4.2. Específicos

1. Desarrollar la óptica para el SMWT que conste de una lente que funcione a la vez como ventana de vacío, con una capa antireflexión y con pérdidas máximas por disipación a temperatura ambiente menores al 3% de la potencia incidente.
2. Desarrollar un transductor de modos ortonormales (OMT) con reflexiones bajo -20 dB, transmisiones cercanas a 0.5 dB, polarización cruzada y aislación menores a -30 dB en toda la banda
3. Desarrollar una transición de guía de onda a microstrip para una señal en banda Q, con reflexiones bajo -20 dB y pérdidas cercanas a 0.5 dB en el mayor ancho de banda fraccional posible
4. Integrar las componentes desarrolladas y las comerciales según la nueva estructura propuesta a temperaturas de 50 K para el caso SMWT y 15 K para el caso LLAMA
5. Medir la temperatura de ruido del nuevo receptor en el criostato de prueba del laboratorio, aplicando la configuración al caso del SMWT y al caso LLAMA
6. Realizar observaciones de calibración para las moléculas de HCN en el SMWT y comparar los tiempos de observación que se tienen ahora con el receptor desactualizado vs los que se tendrán con el nuevo receptor.

1.5. Contribuciones

Con este trabajo se espera contribuir en general al desarrollo de la instrumentación astronómica y en particular a la mejora del radiotelescopio SMWT y de LLAMA. Actualizar el receptor del SMWT permitirá mantener este radiotelescopio competitivo en el campo de la investigación y como herramienta de aprendizaje. En el caso de LLAMA, el receptor le permitirá ser compatible con ALMA y así poder trabajar en conjunto haciendo entre otras cosas, interferometría de muy larga base (VLBI), lo que impulsará el desarrollo científico a gran escala.

1.6. Estructura de la tesis

En el capítulo 2 se hace una revisión bibliográfica acompañada del estado del arte relacionado con los receptores heterodinos partiendo por la óptica y polarizadores, hasta las diferentes configuraciones de receptores que operan actualmente en radiotelescopios incluyendo la banda W. El capítulo 3 detalla la arquitectura del nuevo receptor y características de las componentes nuevas en la banda W extendida que serán usadas tanto para el SMWT como para LLAMA. En el capítulo 4 se muestra el diseño de una transición de guía de onda a microstrip para la señal de LO que irá integrada en un módulo de mezclado para banda W extendida. También, se detalla el diseño, construcción y medición de la transición escalada a banda Q

para finalmente hacer un análisis de los resultados obtenidos.

El capítulo 5 está dedicado al SMWT, recopilando las mejoras a las que fue sometido en los últimos 10 años. Se detalla el estado actual del telescopio respecto de estructura y componentes. También se muestra la nueva arquitectura propuesta para el receptor y el detalle del diseño de la óptica. Se muestran mediciones de temperatura de ruido tomadas en el criostato de prueba del laboratorio a 50 K, para una cadena de polarización. Finalmente se muestra un mapa 5x5 de observaciones realizadas el telescopio con el receptor antiguo y una comparación entre los tiempos de observación que se tienen actualmente versus los que se podrán lograr con el nuevo receptor.

El capítulo 6 muestra la aplicación de la nueva configuración de receptor para el caso LLAMA y las mediciones de temperatura de ruido tomadas en el criostato de prueba del laboratorio cercanas a 15 K. Finalmente, en el capítulo 7 se dan conclusiones generales y trabajo futuro relacionado con esta tesis.

Capítulo 2

Estado del arte

2.1. Introducción

El desarrollo de éste capítulo mostrará algunos conceptos básicos y el estado del arte de algunas partes de la estructura de un receptor heterodino. Para canalizar la discusión consideremos la Figura 2.1 que muestra en diagrama de bloque de la estructura general de un radiotelescopio con una óptica específica de interés para el desarrollo de ésta tesis. El diagrama comienza con la antena, pasa por el Fron-end hasta terminar en el Back-end. Se verán algunos conceptos relacionados con la óptica en específico respecto a lentes, antenas tipo bocina y polarizadores. Respecto del receptor y señal de oscilador local (LO), se revisarán conceptos relacionados con tipos receptores, mezcladores y sistemas de LO. En el back-end se revisa el procesamiento de la IF y la implementación del procesamiento digital. Finalmente, se verán conceptos relacionados con temperatura de ruido y algunas características de los radiotelescopios que están actualmente en funcionamiento en la banda de 3 mm.

2.2. Óptica

Los sistemas ópticos de radiofrecuencia pueden estar compuestos por varios componentes, tales como espejos, lentes, bocinas, transductores de modos ortonormales (OMT), grillas y filtros. La combinación de componentes necesaria dependerá de las características del radiotelescopio que se tenga. En [9] se muestra el desarrollo de varias configuraciones ópticas usando antenas de bocina, lentes dieléctricas y espejos, con el fin de estudiar la mejor configuración para ALMA (Banda 3). En [10] se muestran análisis de sensibilidad de sistemas ópticos usando la combinación de filtros, espejos, bocina y OMT para banda 4 y banda 8 de ALMA desarrollando conceptos de eficiencia y temperatura de ruido de sistema que siempre van de la mano con los sistemas ópticos en radiofrecuencia.

Respecto de la combinación lente, bocina y OMT dentro del Laboratorio de Ondas Milimétricas se han desarrollado algunos trabajos relacionados con éste tema. En [11], [12] y [13] se muestran varios desarrollos enfocados a la óptica para banda 1 de ALMA, usando la configuración de bocina, OMT y lentes de distintos materiales con el fin de mejorar la temperatura de ruido del sistema. En [14] se presenta un estudio del sistema óptico para banda 1 de ALMA usando una lente dieléctrica corrugada, filtros infrarrojos y un bocina corrugada con el fin de lograr una eficiencia de apertura del 82% con una baja contribución de temperatura de ruido. En [15] se muestra el desarrollo de un sistema óptico para banda 3 de ALMA usando cámaras heterodinas donde también se muestran conceptos relacionados

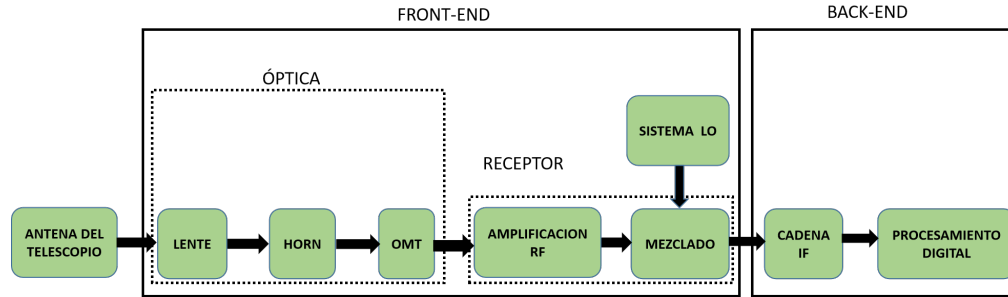


Figura 2.1: Diagrama de bloque con los componentes de un radiotelescopio. La señal de radio frecuencia (RF) que entra por la antena del telescopio pasa a la lente, luego a la bocina y al OMT donde se divide en dos polarizaciones. Cada polarización pasa a la etapa de amplificación y después al mezclador junto con la señal de oscilador local (LO). De la mezcla salen dos señales de frecuencia intermedia (IF) que entran a la cadena donde son amplificadas, filtradas y finalmente pasan al procesamiento digital.

con lentes dieléctricas. En [16] se muestra el desarrollo del sistema óptico para banda 2+3 de ALMA usando dos versiones de bocina corrugada, una lente dieléctrica y un OMT. Todo el sistema muestra buenos valores de eficiencia de apertura y temperatura de ruido cerca de cumplir con especificaciones. A Continuación se presentan en más detalle las partes de la óptica.

2.2.1. Lentes cuasiópticas

Dentro de los objetivos específicos de este trabajo está el desarrollo de la óptica que le permita al SMWT cubrir la banda W extendida (67-116 GHz). La óptica escogida para éste caso es una lente dieléctrica dado que solo se requiere de concentrar la radiación proveniente de la antena y concentrarla hacia el interior del receptor. Lo anterior implica desarrollar una lente en radiofrecuencia que permita cubrir el ancho de banda de 67 GHz a 116 GHz. El diseño de este tipo de componentes ópticos requiere de conceptos principales como haz Gaussiano y su transformación a partir del uso de lentes dieléctricas que se revisan a continuación.

Haz Gaussiano

La radiación electromagnética ha sido muy estudiada desde diferentes aproximaciones. Una de ellas y la más simple es la óptica geométrica o de rayos y la aproximación más completa es la teoría electromagnética determinada por la ecuaciones de Maxwell. La formulación de la óptica de rayos describe bien la propagación de un haz de radiación solo en los casos particulares donde la longitud de onda es muy pequeña comparada con la lente, antena, apertura o el sistema de propagación en general que se esté usando. Por otro lado, la teoría electromagnética trata la propagación de la radiación mediante sistemas complejos que son difíciles de resolver y consumen mucho tiempo.

En el punto medio de las dos teorías anteriores está la teoría cuasióptica, que se aplica en los casos donde la longitud de onda de la radiación es comparable con las dimensiones de los componentes del sistema y es la que se usará para el desarrollo de la lente. En particular en esta sección se presentan las soluciones del análisis cuasióptico relacionada con la propagación del haz Gaussiano.

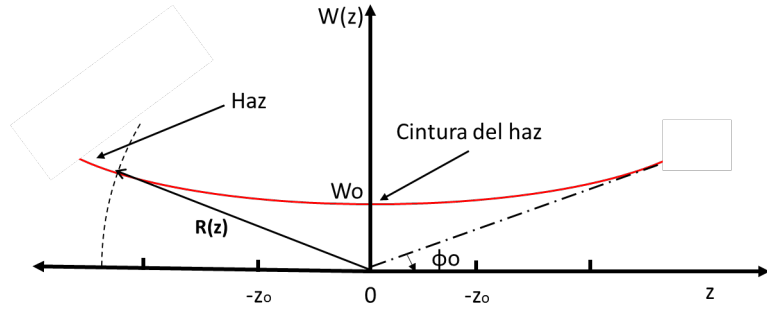


Figura 2.2: Diagrama esquemático de la propagación de un haz Gaussiano en función del eje de propagación. El Beam waist (W_0) o cintura del haz es el valor mínimo del radio del haz, z es el eje de propagación y ϕ_0 es el ángulo equivalente o radio asintótico de crecimiento de la cintura del haz.

Propagación de un Haz Gaussiano

Asumiendo el límite paraxial donde las componentes de los campos eléctricos y magnéticos se relacionan entre ellos como los de una onda plana. Se encuentra que el comportamiento de la propagación de una haz es como se muestra en la Figura 2.2. Considerando la variación de la amplitud del campo a lo largo del eje de propagación como pequeña, comparada con la longitud de onda. Considerando también, la variación perpendicular a la propagación pequeña, comparada con la variación en el eje de propagación. Se encuentra que la distribución de campo eléctrico normalizada en coordenadas cilíndricas, a lo largo de cualquier distancia z del eje de propagación [17], está dada por

$$E(r, z) = \sqrt{\frac{2}{\pi w(z)^2}} \exp\left(\frac{-r^2}{w(z)^2} - jkz - \frac{j\pi r^2}{\lambda R(z)} + j\phi_0(z)\right), \quad (2.1)$$

donde, $R(z)$ es el radio de curvatura del frente de onda dado por

$$R(z) = z + \frac{1}{z} \left(\frac{\pi w_0^2}{\lambda}\right)^2, \quad (2.2)$$

$w(z)$ es el radio del haz dado por

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right)^2}, \quad (2.3)$$

ϕ_0 es cambio de fase del haz gaussiano dado por

$$\phi_0 = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda z}{\pi w_0^2}\right). \quad (2.4)$$

Finalmente, w_0 es el radio del haz en $z = 0$ llamado cintura del haz.

Transformación de un Haz Gaussiano

Las propiedades de transformación de un haz debido a una interfaz dieléctrica se pueden encontrar usando la ley ABCD de matriz de transferencia. Esta matriz representa el efecto

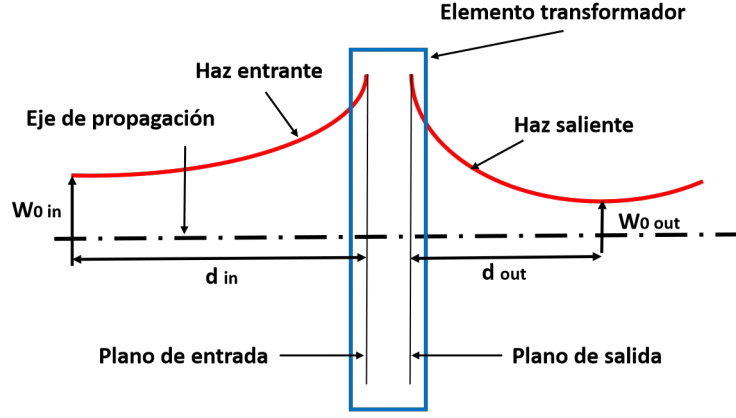


Figura 2.3: Transformación de un haz Gaussiano debido al elemento transformador caracterizado por la matriz ABCD. w_{0in} y d_{in} son el radio de cintura del haz de entrada y su distancia al plano de entrada respectivamente. w_{0out} y d_{out} son el radio de cintura del haz de salida o transformado y su distancia al plano de salida respectivamente.

del elemento transformador sobre el haz Gaussiano, que incluye la difracción en la propagación del haz generado por el cambio de medio y que está dado por la ley de Snell. La Figura 2.3 muestra los parámetros relacionados con la transformación del haz. Como se puede ver, el elemento transformador es usado para colimar el haz y es un dispositivo pasivo como una interfaz dieléctrica. Las propiedades de transformación del haz dependerán de las propiedades físicas de la interfaz, como su material de construcción y su geometría.

A partir de parámetros iniciales como el radio de la cintura del haz entrante w_{0in} y su distancia d_{in} al plano del elemento transformador, es posible encontrar propiedades del haz transformado como el radio de cintura del haz de salida w_{out} y su distancia w_{0out} al plano del sistema transformador,

$$d_{out} = -\frac{(Ad_{in} + B)(Cd_{in} + D) + ACz_c^2}{(Cd_{in} + D)^2 + C^2z_c^2}, \quad (2.5)$$

$$w_{0out} = \frac{w_{0in}}{[(Cd_{in} + D)^2 + C^2z_c^2]^{1/2}}, \quad (2.6)$$

donde z_c es la distancia confocal definida como $z_c = \pi w_0^2 / \lambda$ y ABCD son los elementos de la matriz de transferencia del sistema transformador.

Lentes delgadas

Para el diseño de una lente se pueden usar diseños de superficies parabólicas, esféricas, o hiperbólicas. La Figura 2.4 muestra los parámetros para definir una superficie curva. En ondas milimétricas las superficies hiperbólicas son las más usadas por generar lentes más delgadas con menores pérdidas por transmisión [18] y menores contribuciones de ruido al sistema óptico final. Un material bastante usado para estas lentes es el HDPE con valores de permitividad eléctrica y tangente de pérdidas dados 2.35 y 2.23×10^{-4} respectivamente [19]. Para una lente dieléctrica de foco f y con índice de refracción $n > 1$, la parábola que representa su superficie está dada por [17]:

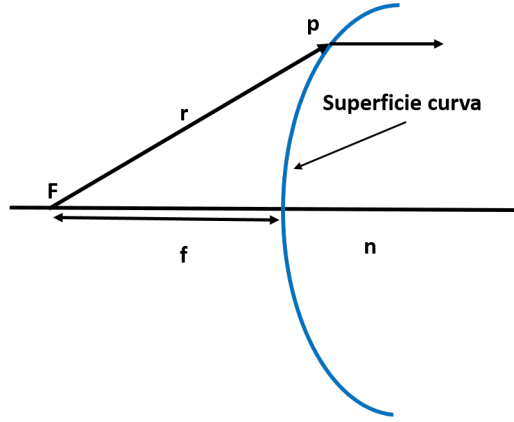


Figura 2.4: Parámetros y geometría necesarios para diseño de una lente curva. n es el índice de refracción, f es el foco de la lente y r es la distancia desde el foco a cualquier punto de la superficie curva.

$$r^2 = 2fz(n - 1) + z^2(n^2 - 1). \quad (2.7)$$

2.2.2. Antenas tipo Bocina

Este tipo de antenas de apertura son las más comunes en sistemas de comunicación satelital y en sistemas radioatráonómicos. Como se vió en la sección anterior, es uno de los elementos de la óptica del radiotelescopio. Estas antenas permiten la transición de la señal desde el espacio libre hacia un dispositivo en guía de onda que dependiendo de los requerimientos podría ser, por ejemplo, un OMT o un amplificador. La apertura de estas antenas puede ser circular o rectangular y su forma puede variar dependiendo de las características requeridas de la misma como, ganancia, patrón de radiación y eficiencia e impedancia. Respecto a su forma, hay varios tipos de bocinas. Entre los más comunes están los rectangulares, diagonales, de modo dual y circulares. En ondas milimétricas las antenas tipo bocina más usadas son las cónicas corrugadas como la mostrada en la Figura 2.5, ya que tienen un patrón de radiación con buena simetría (ver 3.3.1), lóbulos laterales bajos, baja polarización cruzada y además grandes anchos de banda (por ejemplo de 67-116 GHz) [20]. En estas antenas, la forma de las corrugaciones determina la simetría del patrón de radiación y del bajo nivel de polarización cruzada. También, el tamaño de la apertura de salida de la bocina determina el ancho de banda copolar de la señal recibida [21]. Dado que en cualquier guía de onda, el tamaño su apertura determina el rango de frecuencia de la señal de salida y su ancho de banda. Existen otros dos tipos de bocinas que no son tan comunes como las mencionadas anteriormente pero que también son buenas candidatas en sistemas de ondas milimétricas. Estas antenas son bocinas de perfil lineal y exponencial optimizado. Estas antenas son de menor tamaño respecto de las bocinas cónicas corrugadas (40% [22]) y fácil mecanización dado que en algunos casos no tienen corrugaciones. Algunos ejemplos se pueden encontrar en, [13], [20], [23], [24]



Figura 2.5: Antena tipo bocina corrugada (imagen tomada de reporte interno de Rocio Molina, 2020)

2.2.3. Polarizadores en guía de onda

En ondas milimétricas para polarizar una señal se puede usar una grilla o un componente pasivo llamado transductor de modos ortonormales (OMT por siglas en inglés), para efectos de ésta tesis el enfoque se hará sobre el OMT. El OMT posee tres puertos físicos, un puerto de entrada que puede ser una guía de onda cuadrada o circular y dos puertos de salida que son guías de onda rectangular. En el OMT la señal astronómica que llega al puerto de entrada, es separada en dos polarizaciones mutuamente perpendiculares que salen por cada uno de los puertos de salida. Actualmente existen tres tipos de OMT que son los más comunes. Uno de ellos es el tipo junta Boifot, otro tipo es llamado junta de torniquete¹ y finalmente se encuentra el tipo resalte dual². En la Tabla 2.1 se muestran algunos tipos de OMT reportados en la literatura con sus características eléctricas más importantes. En las siguientes subsecciones se encontrarán más detalles respecto de cada tipo, mencionando algunas ventajas y desventajas.

OMT Boifot

El OMT tipo Boifot, mostrado en la Figura 2.6, está basado en una junta dual en guía de onda rectangular. Esta junta consiste de dos elementos que trabajan como polarizadores, los pines para polarización horizontal y el tabique³ para la polarización vertical. Una polarización se va por el brazo principal saliendo por uno de los puertos, mientras que la segunda polarización se divide en dos brazos laterales, para luego recombinarse y salir por el segundo puerto. Este tipo de OMT presenta anchos de banda fraccional cercanos al 40 %. Debido a que es difícil lograr una buena alineación de los pines y el tabique este tipo de OMT presenta baja aislación, alta complejidad en su mecanización y el número de pines en cada brazo lateral afecta las pérdidas por reflexión [28], [26], [25]. Existe otro tipo de OMT tipo Boifot donde los pines son eliminados y reemplazados por un tabique más profundo y pasos capacitivos cortos [27]. En este caso, aunque es más fácil de mecanizar, el alineamiento del septum sigue siendo crítico.

¹ Turnstile por su traducción al inglés

² Dual-ridge por su traducción al inglés

³ Septum por su traducción al inglés

Tabla 2.1: Algunos OMT y sus características eléctricas

Tipo	Frecuencia (GHz)	Ancho de banda fraccional (%)	Reflexiones (dB)	Transmisiones (dB)	Crosspolarización (dB)	Aislación (dB)	Ref
Boifot	70-116	49	< -20	> -0.25	< -40	NA	[25]
Boifot	75-110	38	< -20	> -0.2	NA	< -40	[26]
Boifot	75-116	38	< -17	> -0.25	NA	NA	[27]
Boifot	10-15	40	< -20	> -0.25	NA	< -50	[28]
Torniquete	39-48	21	< -28	> -0.5	< -50	NA	[29]
Torniquete	75-110	38	< -20	> -0.25	< -42	< -45	[30]
Torniquete	31-45	37	< -25	> -0.2	NA	< -50	[31]
Torniquete	75-110	38	< -22	> -0.46	NA	< -45	[32]
Torniquete	75-110	38	< -15	> -0.5	< -18	< -28	[33]
Torniquete	70-115	49	< -20	> -1	< -40	< -50	[34]
Torniquete	29-50	50	< -18	> -1.5	< -38	< -38	[35]
Torniquete	18-26	50	< -19	> -0.15	< -48	NA	[36]
Torniquete	67-116	55	< -15	> -3	< -30	< -30	[37]
Torniquete	10-19.4	64	< -25	> -0.2	< -45	< -50	[38]
Resalte dual	84-116	32	< -17	> -0.35	< -30	< -30	[39]
Resalte dual	35-50	35	< -20	> -0.4	< -37	< -20	[40]
Resalte dual	31-45	37	< -20	> -0.4	< -50	< -60	[41]
Resalte dual	70-110	44	< -18	> -0.5	< -28	NA	[42]
Resalte dual	67-116	55	< -23	> -0.15	< -45	< -45	[43]

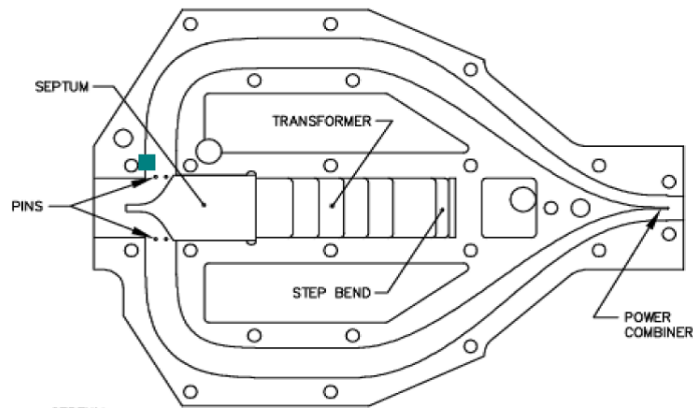


Figura 2.6: Esquema de la estructura del OMT tipo Boifot con sus partes [26].

OMT de Resalte dual

Otro diseño de OMT es mostrado en la Figura 2.7 que está basado en una transición divisora de polarización o resalte dual que reemplaza los pines y el tabique en el diseño del Boifot, por un circuito en guía de onda como combinador de potencia en forma de bloque divisor de plano-E. Este OMT tiene un puerto vertical para una polarización y dos puertos horizontales (Brazos) para la otra polarización que se combinan en una sola al final. Puede tener anchos de banda cercanos al 35 % si los pasos en el resalte son de ancho constante [41], [40], [39],

pero puede llegar a alcanzar anchos de banda fraccional cercanos o superiores al 40% si el ancho de los pasos del resalte disminuye hacia la guía cuadrada de entrada [43], [42]. Este tipo de OMT no tiene la complejidad respecto de la alineación que muestran los dos OMT anteriormente mencionados y además tienen tamaño reducido.

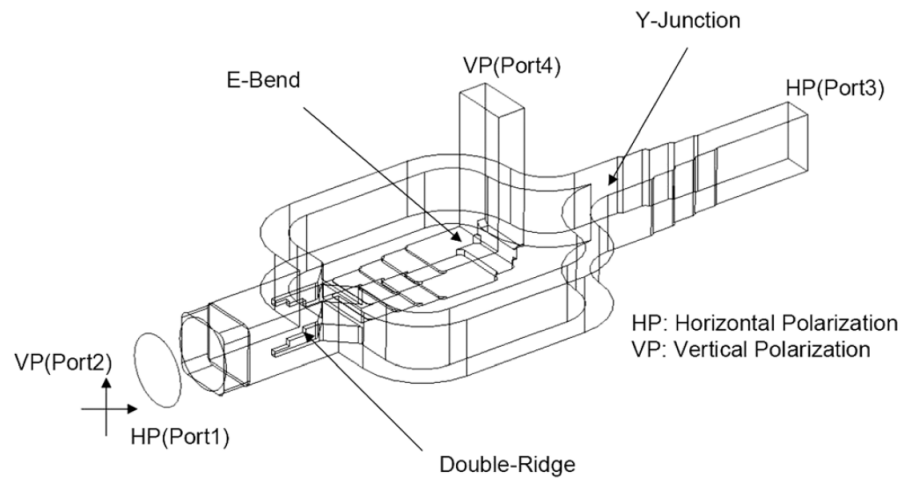


Figura 2.7: Esquema de la estructura del OMT tipo Resalte dual con sus partes [40].

OMT de Torniquete

La Figura. 2.8 muestra el OMT de junta Torniquete, que posee dos puertos para cada polarización y donde la separación de las polarizaciones es realizada por un elemento que puede ser un prisma rectangular o un cilindro de varios niveles. Este tipo de OMT puede tener anchos de banda fraccional entre 20% y 30% si su arquitectura es a base de placas [29], [30]. El ancho de banda puede aumentar a valores cercanos al 50% si se construye en bloques de 4 partes [33], [34], [37], [32], [31], [36]. Existe también el OMT de torniquete a base de placas que con ayuda de un combinador de potencia logra reducir el número de placas y aumentar el ancho de banda al 60% [38]. En general el OMT de torniquete presenta mayor grado de dificultad en su mecanización y alineación sobre todo para altas frecuencias donde se requiere un mayor número de bloques.

2.3. Receptores y Sistema LO

Dado que uno de los objetivos generales de este trabajo es desarrollar un receptor heterodino, se hace necesario saber porque y como llevar a cabo la conversión heterodina de frecuencia. La instrumentación actual no tiene la capacidad de procesar directamente señales de muy alta frecuencia que vienen del cielo. Entonces, estas señales se deben bajar en frecuencia conservando la información de la señal para poder analizarlas y es ahí donde el proceso de conversión heterodina tiene lugar. En este proceso, una señal de referencia proveniente de un oscilador local (LO) se mezcla con la señal de radiofrecuencia (RF) proveniente de la antena receptora usando un dispositivo no lineal para producir el mezclado. Este dispositivo no lineal puede ser un diodo Schottky, un dispositivo superconductor-aislante-superconductor (SIS), o un bolómetro de electrones de alta energía (HEB). La elección del dispositivo adecuado

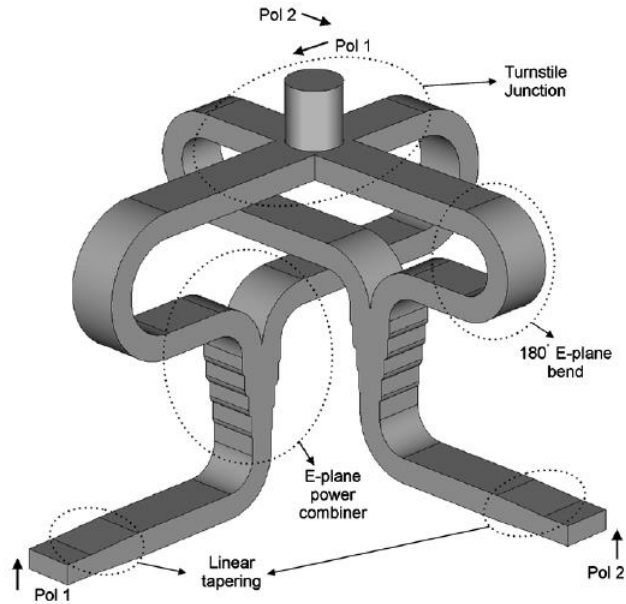


Figura 2.8: Esquema de la estructura del OMT tipo Juntura de Torniquete con sus partes [36].

depende de la frecuencia en la que se quiera operar. Al realizar este proceso, se conserva la amplitud y fase de la señal a una frecuencia más baja (ver Figura 2.9), que permite ser analizada y que es resultante de la diferencia entre ambas señales [4]. Si f_{RF} y f_{LO} son la frecuencia de la RF y la frecuencia del LO, respectivamente, en el proceso de heterodinación se obtienen como resultado la frecuencia IF que trae consigo la superposición de las llamadas banda lateral inferior (LSB) y banda lateral superior (USB). En este caso cualquiera de las dos bandas puede o no ser eliminada dependiendo del tipo de configuración de receptor que se requiera. Existen tres tipos de configuraciones usadas para receptores heterodinos, configuración de banda lateral simple (SSB), configuración de doble banda lateral (DSB) y configuración en separación de banda lateral (2SB). La diferencia entre ellos radica en la existencia o no de algún componente de filtrado o de separación de fase en la señal RF justo antes del mezclador. Los receptores SSB, además de aplicaciones radioastrómicas, se usan en la mejora de los dispositivos civiles de recepción móvil para comunicaciones [44]. Los receptores DSB en radioastronomía son usados también para mejorar la sensibilidad de los instrumentos que analizan meteorología y química de sistemas jovianos [45]. Los receptores 2SB son los más utilizados en radiotelescopios de un solo haz y aunque son más complejos de fabricar también se han implementado en arreglos multihaz usados en la exploración astronómica de estructuras a gran escala [46].

2.3.1. Receptor de banda lateral simple (SSB)

La Figura 2.10 muestra la configuración. En la configuración SSB se coloca un filtro antes del mezclador con el propósito de eliminar una de las dos bandas laterales en la RF y que dependerá del filtro usado. Al eliminar una de las bandas laterales se soluciona el problema

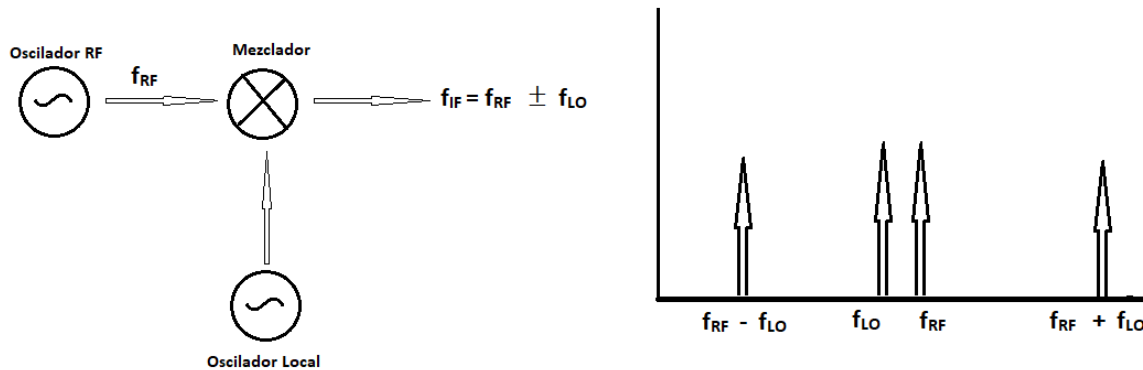


Figura 2.9: Esquema de conversión heterodina. Las señales RF y LO son relativamente cercanas, así que la suma será de casi el doble de la RF y la diferencia será mucho menor que la RF.

de la superposición de los espectros al final del proceso de conversión hacia abajo en la banda IF de salida. Algunos trabajos relacionados con éste tipo de receptor son [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53].

2.3.2. Receptor de doble banda lateral (DSB)

La Figura 2.11 muestra un ejemplo de la configuración. En la configuración DSB, no se elimina ninguna de las dos bandas en la RF antes del proceso de conversión hacia abajo. De esta forma, al final del proceso de mezclado, se genera una superposición de bandas laterales que aumenta el ruido de la señal final IF y genera confusión en la observación de las líneas espectrales. Algunos trabajos relacionados con éste tipo de receptor son [54], [55], [56], [57].

2.3.3. Receptor de separación de banda lateral (2SB)

La Figura 2.12 muestra la configuración que igual a la anterior no elimina ninguna de las dos bandas de la RF. Sin embargo, se evita la superposición de las dos bandas en la señal IF aumentando el número de componentes del receptor. Para evitar la superposición, se coloca un híbrido RF y un mezclador adicional. Con el híbrido RF se consigue separar la señal RF en dos señales iguales en potencia y desfasadas 90 grados. Estas señales pasan luego a los dos mezcladores donde se produce la conversión hacia abajo con la señal proveniente del divisor⁴ del LO. Luego, las dos señales IF pasan a otro híbrido donde las señales se desfasan de nuevo 90 grados y entran en la etapa de amplificación. La amplificación se realiza con un amplificador para cada banda. La USB y la LSB se obtienen por separado con un traslape tenuado de la banda lateral indeseada al final del proceso. Algunos trabajos relacionados con éste tipo de receptor son [59], [60], [61], [62], [63].

2.3.4. Sistema LO

La señal de oscilador local (LO) requerida para la mezcla heterodina debe ser sintonizable en frecuencia y proporcionar suficiente potencia de salida para bombear el mezclador. Es por eso que el sistema de LO está formado por una cadena de componentes básicos y otros

⁴ Splitter por su traducción al inglés

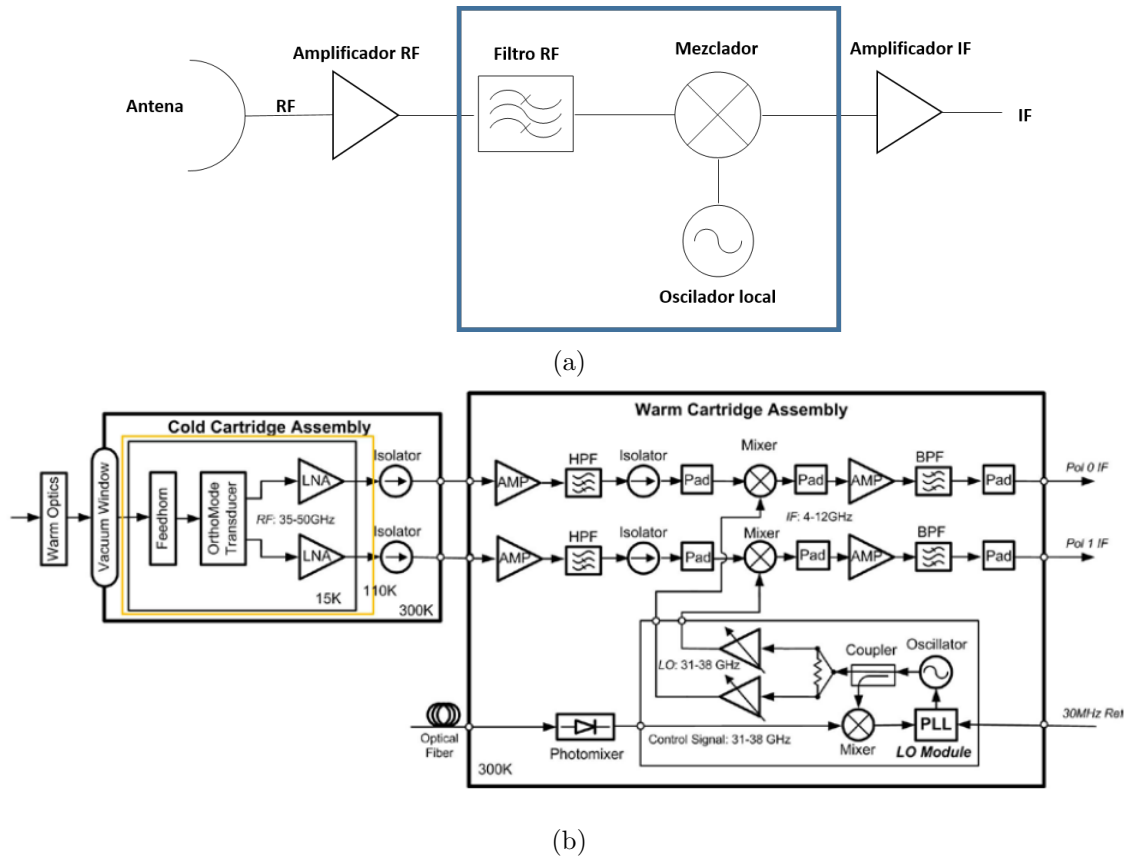


Figura 2.10: a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración SSB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran un filtro antes del mezclador encargado de eliminar una de las bandas dentro de la RF. b) Muestra el receptor de banda 1 de ALMA como un ejemplo de ésta configuración [14].

adicionales que dependen del receptor, la Figura 2.13 muestra algunos de ellos. Uno de los componentes básicos es un oscilador controlado por voltaje (VCO por sus siglas en inglés) que generalmente es un YIG (yttrium-iron garnet). Un multiplicador cuyo factor depende de la frecuencia de LO que se quiera alcanzar. Un sistema de control de fase (PLL por sus siglas en inglés) que compara y ajusta la fase de la señal de entrada con una señal periódica para mantener la señal del oscilador en fase. Amplificadores y un acoplador direccional que permite tomar la muestra de la señal del LO para enviarla al controlador de fase. Finalmente, se colocan divisores de potencia para receptores de doble polarización [64] [65], [66], [67], [68]. Podrían haber más componentes adicionales como filtros, híbridos pero esto depende del receptor que se tenga. Existe otro sistema de LO conocido como LO óptico, está compuesto por espejos y dos bocinas. En este caso la señal de LO es generada por un multiplicador de frecuencia que luego es irradiada por una bocina directamente hacia otra bocina [69].

2.4. Back-end

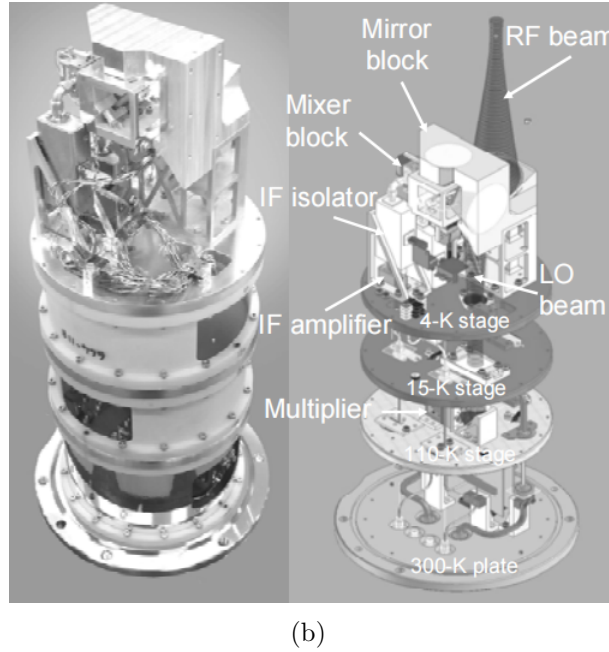
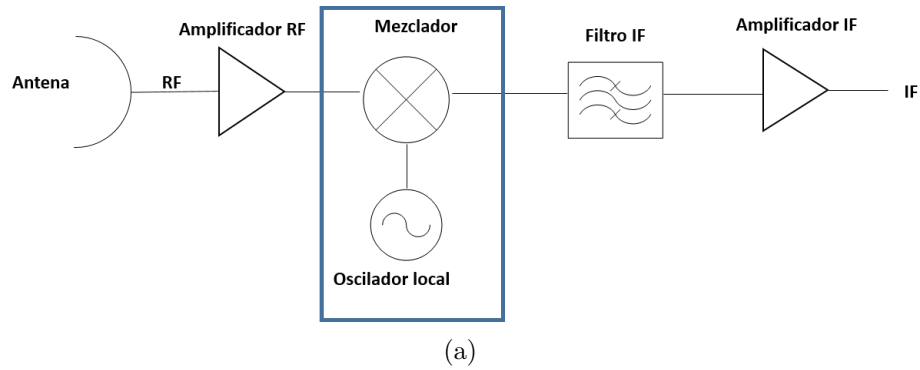


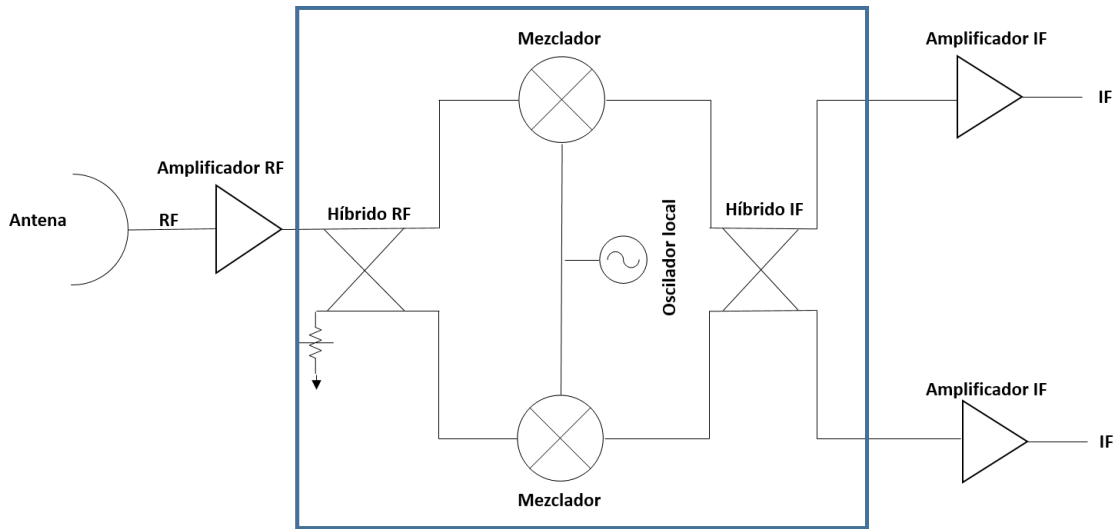
Figura 2.11: a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración DSB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran que no hay filtrado antes del proceso de mezcla, haciendo que la señal de salida sea la superposición de las dos bandas, superior e inferior. b) Muestra la arquitectura del receptor de banda 10 de ALMA como un ejemplo de esta configuración [58].

2.4.1. Cadena IF

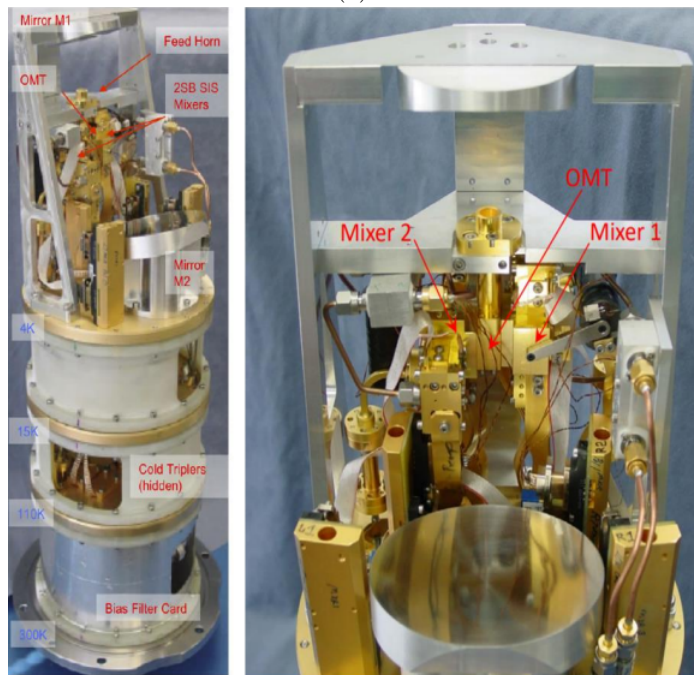
La cadena IF se encuentra a la salida del módulo de mezclado. Puede tener componentes de solo amplificadores hasta filtros [71] y en algunos casos dependiendo del experimento o del receptor puede tener híbridos, aisladores, mezcladores, atenuadores y multiplicadores [69], [72], [68]. La Figura 2.14 muestra un ejemplo de la cadena.

2.4.2. Procesamiento digital

En esta parte, la señal que sale de la cadena IF entra a un proceso que al final arroja un espectro de potencia. Para el procesamiento digital de la señal IF se requiere de un divisor de potencia, un detector de potencia total, un espectrómetro y un correlador. El divisor de potencia se encarga de dividir la señal IF y enviarla hacia el detector de potencia total y



(a)



(b)

Figura 2.12: a) Muestra un ejemplo de receptor heterodino en configuración 2SB encerrada en el recuadro azul. Los dispositivos conectados en cadena muestran un híbrido RF e IF que separan la señal por fase haciendo que las bandas superior e inferior al final del proceso salgan separadamente. b) Muestra la cabina y parte del receptor SEPIA de un pixel como un ejemplo de ésta configuración [59].

al espectrómetro para que puedan ser leídas simultáneamente. El detector de potencia total consiste de un filtro pasabanda y un diodo detector de potencia. El filtro se encarga de restringir el rango de frecuencia de la señal a cantidades conocidas y depende de cada telescopio, en ALMA por ejemplo es de 2 GHz de la frecuencia central de la IF. Por otro lado, el diodo se encarga de obtener una señal de voltaje proporcional a la potencia total. El espectrómetro se

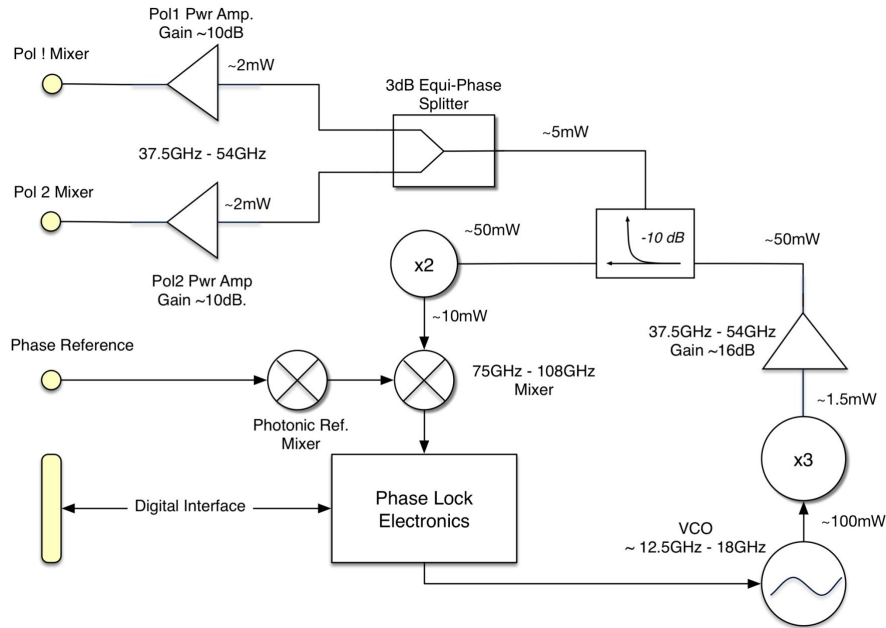


Figura 2.13: Arquitectura de la cadena de LO tomada como ejemplo de banda 2+3 de ALMA. Se pueden ver el oscilador, multiplicador y el circuito controlador de fase, entre otros componentes. [70]

encarga de expresar la señal IF como una superposición de ondas sinusoidales independientes, cada una con su propia frecuencia, amplitud y fase. Después en el correlador se procesan todos los datos, se grafica la señal como potencia en función de la frecuencia y se obtiene finalmente un espectro de potencias. En radio telescopios que no hacen interferometría el procesamiento digital se hace usando FFT (Fast Fourier Transform) realizados en FPGA (Field Programmable Gate Array).

2.5. Temperatura de ruido

El ruido es considerado como una potencia no deseada que se combina con la potencia de la señal que viene del cielo y afecta la habilidad del receptor para detectar la señal de la fuente. Las fuentes de ruido se pueden dividir en tres grupos [74]. El primero, es el emitido por fuentes como el fondo cósmico de microondas y la atmósfera de la tierra. El segundo, es el ruido térmico generado por los componentes del sistema receptor. Finalmente el tercero, es producido por la antena misma y la electrónica que produce interferencias.

2.5.1. Temperatura de ruido en receptores

La función del receptor de en un radiotelescopio es detectar y medir la señal en radiofrecuencia emitida por una fuente en el cielo. En muchos casos la emisión consiste de radiación con propiedades que no permiten distinguirla del ruido del receptor mismo. La potencia total recibida desde una fuente de 1 Jansky en un telescopio de apertura de 10 m en 10 min es del orden de 10^{-22} Watts [18]. Por tanto, se requiere de receptores con baja temperatura de ruido para poder detectar este tipo de señales.

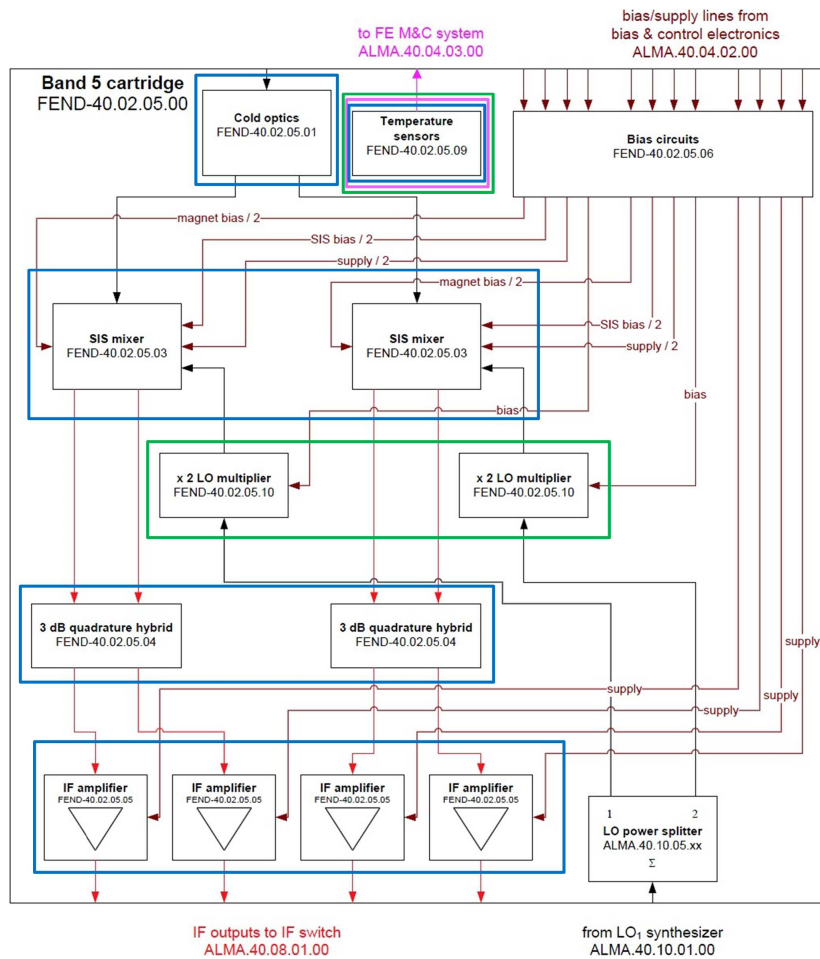


Figura 2.14: Diagrama de bloque del receptor de ALMA banda 5 [73]. Se puede ver que la cadena IF está compuesta de híbridos en cuadratura y amplificadores para cada polarización.

El ruido en un receptor es generado por la electrónica que lo conforma. La electrónica genera ruido por distintos mecanismos que dan origen a varios tipos de ruido. Las fuentes de ruido pueden ser el ruido térmico, de shot, de Flicker y de Josephson. La relevancia de cada uno dependerá del tipo de experimento y de las componentes involucradas en él. Para receptores astronómicos con excepción de los SIS, el ruido térmico es el que más afecta. Este tipo de ruido es producido por la agitación térmica de los electrones y está determinado por la temperatura a la que se encuentra cada componente del receptor. El ruido en el receptor se representa generalmente como la suma (Ecuación de Friss) de la temperatura de ruido que aporta cada componente conectado en cadena dentro de él. Para determinar el ruido generado por un componente, se considera todo el ruido generado por él como si fuese generado por una resistencia a una temperatura T . La temperatura de ruido en cadena está dominada por las primeras componentes que siguen a la antena, donde la ganancia de las primeras componentes es la más relevante, ya que permite minimizar la temperatura de ruido total del receptor. La contribución total del ruido se puede calcular por medio de la siguiente expresión [75],

$$T_{rec} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}, \quad (2.8)$$

donde T_n es la temperatura de ruido de la n-ésima componente en la cadena y G_{n-1} es la ganancia de la n-ésima componente en la cadena.

La temperatura de ruido del receptor se puede determinar generalmente por medio del método experimental llamado Hot-Cold test. El método consiste en medir la potencia entregada por el receptor cuando se coloca frente a él, una carga caliente o fría (P_{hot} , P_{cold}), con temperaturas conocidas (T_{hot} , T_{cold}), que permiten encontrar el factor Y [4],

$$Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}}, \quad (2.9)$$

y con

$$P_{hot} = k\Delta\nu(T_{hot} + T_{receptor}), \quad P_{cold} = k\Delta\nu(T_{cold} + T_{receptor}), \quad (2.10)$$

donde k es la constante de Boltzmann y $\Delta\nu$ es el ancho de banda en frecuencia en que se está midiendo. Con las anteriores expresiones se encuentra la temperatura del receptor como función de la temperatura física de las cargas,

$$T_{receptor} = \frac{T_{hot} - YT_{cold}}{Y - 1}. \quad (2.11)$$

La elección de las temperaturas hot y cold es arbitraria, pero en algunos casos por conveniencia T_{hot} es considerada como la temperatura de la carga que está expuesta a la temperatura ambiente 296 K. La temperatura T_{cold} es comúnmente de la carga sumergida en nitrógeno líquido a 77 K.

2.5.2. Temperatura de ruido en radiotelescopios

El ruido en un radiotelescopio está formado por contribuciones de potencia no deseadas de varias fuentes incluyendo el receptor. La temperatura de ruido de un radiotelescopio, conocida también como temperatura de sistema, está dada por $T_{sys} = (T_A + T_{receptor})$, donde $T_{receptor}$ es la temperatura de ruido del receptor y T_A es la temperatura de ruido de la antena.

$$T_A = \eta T_{atm} (1 - e^{-A\tau_0}) + (1 - \eta) T_{amb} + \eta T_{cb} e^{-A\tau_0}. \quad (2.12)$$

A su vez, la temperatura de ruido de la antena está dada por la suma de contribuciones de ruido de la atmósfera, de su propia óptica y el fondo cósmico de microondas [76], [77]. Una ilustración puede verse en la Figura 2.15.

donde η es la eficiencia de la antena, $T_{atm} \approx T_{amb} = 300\text{K}$, τ_0 es la opacidad atmosférica cenital total, $T_{cb} = 2.7\text{K}$ es la temperatura del fondo cósmico de microondas, $A = 1/\sin(\alpha)$ donde α es la elevación. Con la temperatura de ruido del sistema vista anteriormente, es posible calcular la sensibilidad del radiotelescopio. La sensibilidad es una de las características más importantes en cualquier radiotelescopio de alta frecuencia y se entiende como la capacidad que tiene el radiotelescopio para detectar una fuente. La sensibilidad está determinada por la ecuación del radiómetro [18]

$$\Delta T_{rms} = \frac{KT_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\tau}}, \quad (2.13)$$

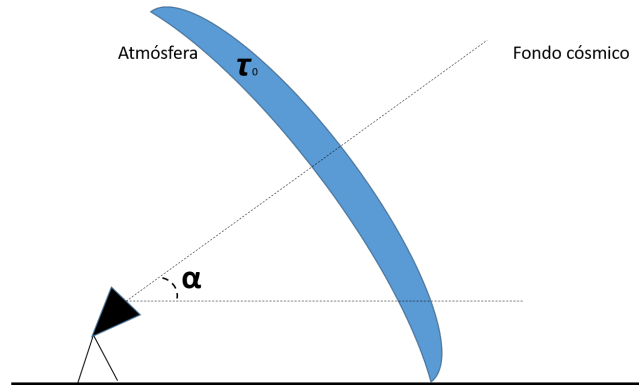


Figura 2.15: Ilustración de algunos factores que aportan a la temperatura de ruido total de la antena. El fondo cósmico de microondas, la opacidad atmosférica y el ángulo de elevación al que se esté observando la antena aportan a la temperatura de ruido total de la antena.

que permite encontrar la mínima variación de temperatura (ΔT_{rms}) que el telescopio puede captar. $\Delta\nu$ es el ancho de banda espectral, τ es el tiempo de integración y K es la constante de observación cuyo valor en modo cambio de posición (observando la fuente y lejos de ella) es $\sqrt{2}$ [78]. Como se puede ver en la ecuación del radiómetro, entre menor sea la temperatura de ruido de antena y de receptor, menor será la temperatura del sistema. Con una temperatura de ruido de sistema más baja, la variación mínima de temperatura detectada por el telescopio será menor y la sensibilidad del mismo aumentará. Por esto es necesario que la temperatura de ruido del receptor sea lo más baja posible. Sin embargo, cabe decir que hay un límite dado por la temperatura de antena donde seguir bajando la temperatura del receptor deja de ser significativo. La Figura 2.16 muestra el tiempo de integración del radiotelescopio SMWT en función de la temperatura del receptor calculado con la ecuación del radiómetro, para valores fijos de ancho espectral (250 MHz), sensibilidad (0.1 K), temperatura ambiente, y elevación (80°). Las dos curvas representan dos casos, en que el SMWT esta en su lugar actual Cerro Calán y el caso en que fuera trasladado a ALMA con opacidades atmosféricas promedio reportadas en los dos lugares (Cerro Calán [79] y Chajnantor [80]). La gráfica muestra que el tiempo de integración aumenta con la opacidad atmosférica y con la temperatura de receptor.

2.6. Receptores en la banda de 3 mm

Actualmente, existen varios de radiotelescopios que operan en las configuraciones ya mencionadas (SSB, DSB, 2SB) y cuyo rango de operación en algunos casos contiene la banda W. La Tabla 2.2 muestra algunas características de los radiotelescopios como rango de operación, configuración, tecnología de mezclador, temperatura física de operación y temperatura de ruido del receptor. Como se puede ver, la mayoría de los telescopios opera en el rango de 84-116 GHz incluyendo al SMWT en su estado actual. Cabe anotar que, operar en este rango de frecuencia, le ha permitido al SMWT realizar grandes contribuciones a la ciencia como mapas de CO de la Vía Láctea, mapas de nubes de gas en regiones del centro galáctico y del círculo solar entre otras [81], [82], [83], [84].

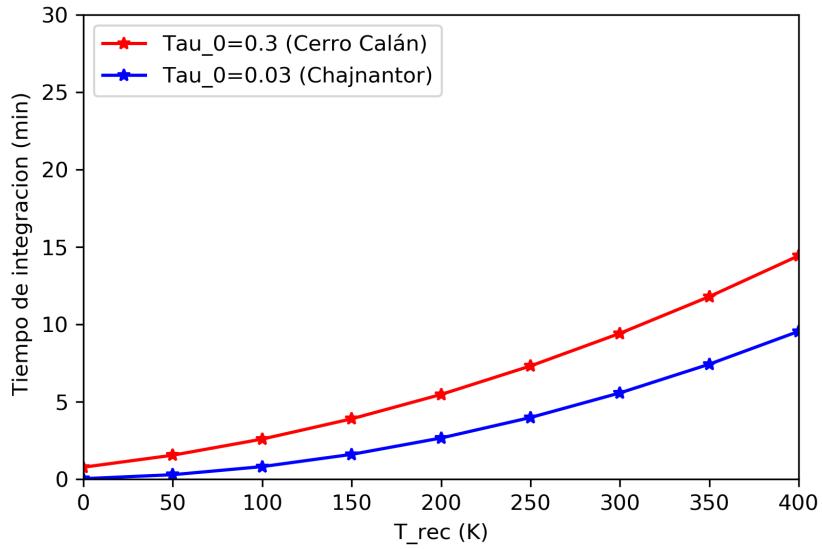


Figura 2.16: Tiempo de integración en la fuente, en función de la temperatura del receptor para los casos SMWT posicionado en Cerro Calán y posicionado en ALMA (Chajnantor) para $\Delta T_{rms} = 0.1$ K. Se puede ver el aumento del tiempo de integración con el aumento de la opacidad atmosférica (τ_o) y con la temperatura del receptor.

2.7. Comentarios finales

En este capítulo se ha hecho una revisión de conceptos básicos y estado del arte relacionados con lentes cuasiópticas, antenas de bocina, transductores de modos ortonormales (OMT) y receptores heterodinos. También, se revisaron conceptos de temperatura de ruido, tanto en receptores como en telescopios y su relación con la sensibilidad del radiotelescopio mostrando su importancia.

Tabla 2.2: Algunos receptores en la banda de 3 mm

Telescopio	Tamaño	Pais	Rango	Rango	Tamaño haz	# <i>pixeles</i>	Receptor	Front-End	T_{op}	T_{noise}
Ref.	antena		Telescopio	Receptor (GHz)	115.3 GHz		Tipo		(K)	(K)
	(m)		(GHz)	banda de 3mm	(arcmin)					
IRAM	30	Spain	80-300	80-115.5	0.36	1	2SB	SIS	4	50
[85]										
NOBEYAMA	45	Japon	20-150	20-150	0.24	1	2SB	SIS	4	60
[86]										
DELINGHA	13.7	China	85-115	85-115	0.79	1	2SB	SIS	4	45
[87]										
ATCA	22	Australia	85-105	85-105	0.5	1	SSB	HEMT	15	150
[88]										
MOPRA	22	Australia	16-117	77-117	0.5	1	SSB	HEMT	15	N.A
[89]										
CfA	1.2	USA	84-116	84-116	9.1	1	DSB	SIS	4	65-70
[90]										
Metsahovi	14	Finland	2-150	80-115	0.77	1	N.A.	HEMT	N.A	150
[91]										
Onsala	20	Sweden	85-115	85-115	0.55	1	SSB	SIS	4	80-130
[92]										
Suffa	70	Uzbekistan	4-376	67-116	0.16	1	2SB	SIS	20-40	100
[93]										
KP12M	12	USA	84-116	84-116	0.91	1	SSB	SIS	4	40-60
[94]										
ALMA	7 -12	Chile	30-950	84-116	1.56-0.91	1	2SB	SIS	4	60
[95]										
LLAMA	12	Argentina	30-950	En construcción	0.91	1	NA	NA	NA	NA
[96]										
ASTE	10	Chile	110-900	95-120	1.1	1	DSB	SIS	4	25
[97]										
NANTEN2	4	Chile	100-800	115	2.73	1	SSB	SIS	4	210
[98]										
GBT	100	EE. UU	0.1-116	85-116	2.73	16	SSB	SIS	20	53
[99]										
SMWT	1.2	Chile	84-116	84-116	9.1	1	2SB	HEMT	77	150
[100]										

Capítulo 3

Arquitectura propuesta para el receptor en banda W extendida

3.1. Introducción

En este capítulo se mostrará la configuración para el receptor de banda W extendida (67–116 GHz), uno de los objetivos generales de esta tesis. Cabe recordar que ésta configuración se propone como nuevo receptor para dos casos específicos, el Telescopio de Ondas Milimétricas del Sur (SMWT⁵) y el Gran Arreglo Latinoamericano (LLAMA⁶). Las componentes de la óptica, amplificación RF y mezclado son iguales para ambos casos, excepto por la lente que cambia dependiendo de la antena principal de cada telescopio. Con relación a las componentes que son comunes, en las siguientes secciones se da el detalle de cada una y de la misma manera, la temperatura de ruido.

3.2. Configuración propuesta

En la Figura 3.1 se muestra la arquitectura propuesta para el receptor. La bocina, el OMT y la amplificación RF, se encuentran a temperaturas criogénicas, 50 K para el caso SMWT y 15 K para el caso LLAMA. La parte de mezclado, cadena IF y procesamiento digital se encuentran a temperatura ambiente. El propósito de esta configuración es permitir que la señal proveniente del cielo y recolectada por la antena Cassegrain sea enviada hacia la lente, donde el haz se colima y es enviado hacia la antena tipo bocina. Cuando la señal entra a la bocina, pasa directamente al transductor de modos ortonormales (OMT por sus siglas en inglés) donde se divide en dos polarizaciones. Cabe mencionar que en el caso de LLAMA el propósito del OMT es hacer observación por cada polarización, a diferencia del SMWT donde lo que se busca es obtener el 100 % de la potencia en cada señal para disminuir el tiempo de observación. Luego de salir del OMT cada rama independiente es amplificada en dos etapas (Amp 1, Amp 2). En este punto, cada una de las dos ramas de la señal RF amplificadas pasan a un módulo mezclador (Módulo 1 y Módulo 2). Al mismo tiempo, la señal de LO proveniente del generador es dividida en dos (Divisor 1), para luego enviar cada una de ellas a cada módulo mezclador. Dentro de cada módulo mezclador, hay un híbrido, dos mezcladores, una transición de guía de onda a microstrip para introducir la señal de LO y un segundo

⁵ por sus siglas en inglés

⁶ por sus siglas en inglés

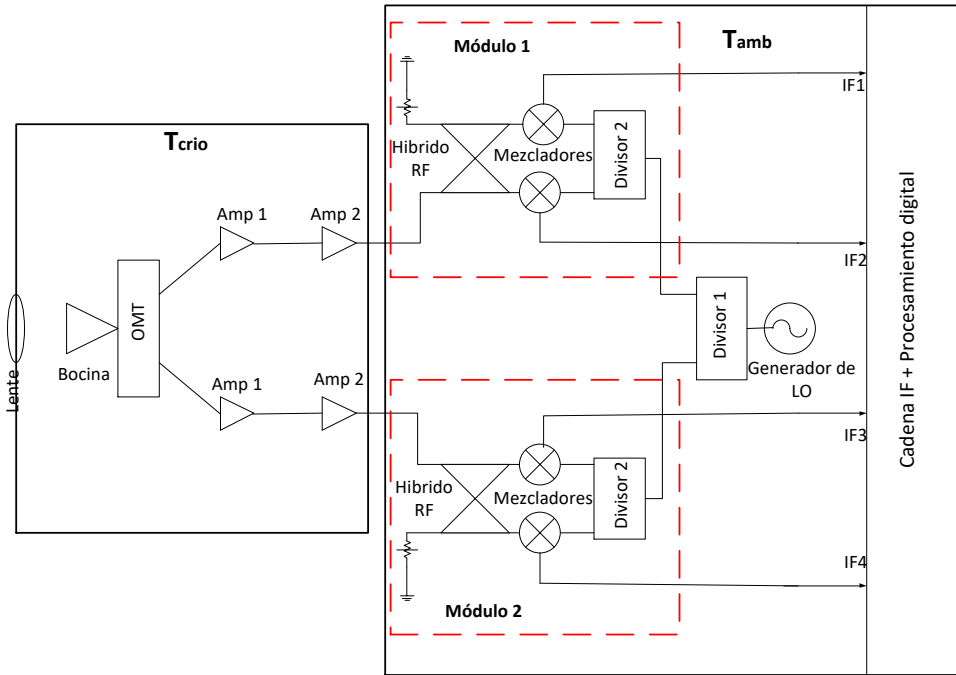


Figura 3.1: Nueva arquitectura propuesta para receptor de banda W extendida. La óptica y las dos etapas de amplificación RF están a temperaturas criogénicas. Los módulos de mezclado, la señal de LO y salida de la IF, están a temperatura ambiente. Cada módulo genera la conversión heterodina para cada señal RF polarizada. La lente, las cadena IF y procesamiento digital dependen de cada telescopio. Se verán en más detalle en los siguientes capítulos dedicados al SMWT y LLAMA.

divisor de potencia (Divisor 2) para separarla hacia los dos mezcladores. Como resultado de la mezcla, dos señales de frecuencia intermedia IF salen de cada mezclador, se envían hacia la etapa de procesamiento de IF.

3.3. Características de los componentes

A continuación se muestran en detalle las componentes de la arquitectura propuesta, que son iguales en los casos SMWT y LLAMA. Estos componentes son: Bocina, OMT, amplificador de primera etapa, amplificador de segunda etapa y finalmente el módulo de mezclado. Respecto de la lente, como es diferente para cada telescopio, se mencionará en los siguientes capítulos según sea el caso.

3.3.1. Antena tipo bocina

Esta antena fue diseñada para operar en el rango de 67 - 116 GHz, es corrugada, de cobre (ver Figura 3.2), e irá dentro del criostato después de la lente en el caso del SMWT, he irá después de los filtro IR en el caso de LLAMA. Posee 36 corrugaciones, un radio en la apertura de 21 mm, 43.43 mm de longitud con entrada en guía de onda circular y muestra buenas características electromagnéticas dentro de la banda. La Figura 3.3 muestra las simulaciones

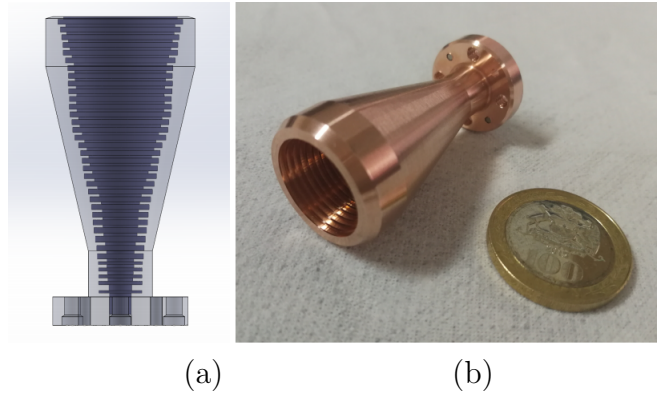


Figura 3.2: Antena tipo bocina corrugada, para banda W extendida [16]. a) Muestra el diseño de la bocina y mostrando su perfil y corrugaciones. b) Muestra una foto de ejemplo de un prototipo en cobre junto a una moneda de 100 pesos Chilenos.

y las medidas del patrón de radiación tomadas de [16]. Como se puede ver, el patrón es simétrico arriba de -20 dB tanto en simulación como en medición. Los lóbulos laterales están bajo -25 dB y aunque hay algunas diferencias respecto del patrón de polarización cruzada, el nivel de potencia bajo -30 dB es bastante bueno. Adicionalmente el coeficiente de reflexión es mejor que -20 dB en todo el ancho de banda, mostrando que la adaptación de impedancia es óptima.

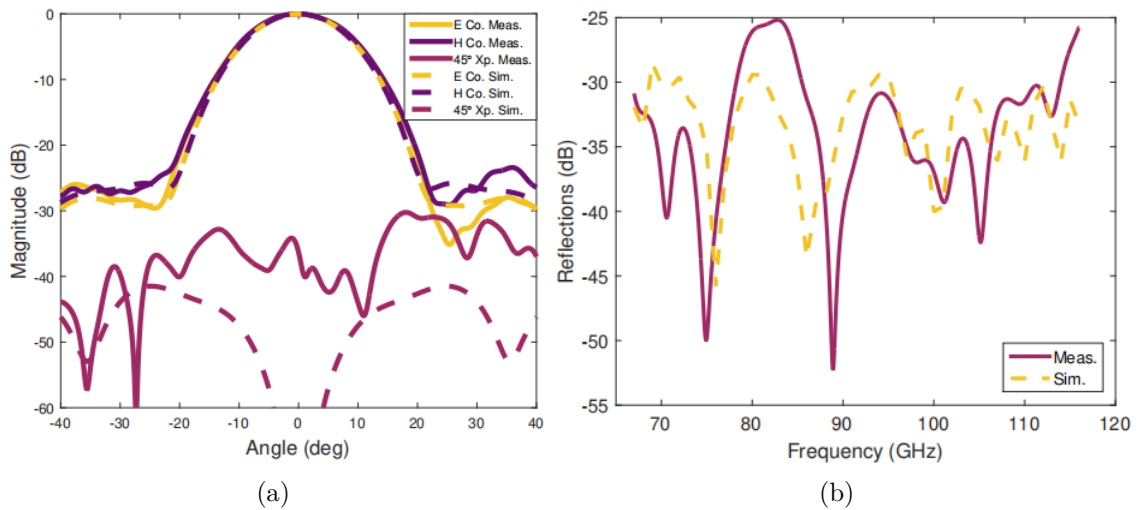


Figura 3.3: Características simuladas y medidas del patrón de radiación de la antena tipo bocina de banda 2+3 [16]. a) Muestra que el patrón copolar es simétrico y acorde con las simulaciones. Los lóbulos laterales están bajo -25 dB y la polarización cruzada está bajo -30 dB. b) Muestran las pérdidas por reflexión bajo -25 dB en toda la banda.

3.3.2. OMT

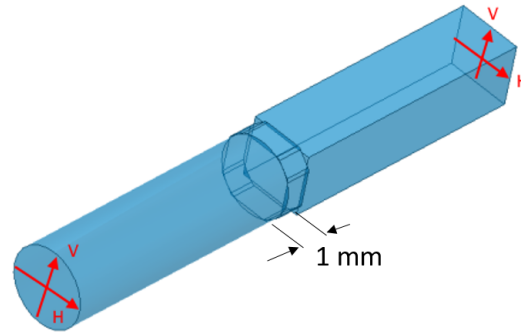
El tipo de OMT escogido para este trabajo es de resalte-dual que, como se mostró en la sección 2.2.3, muestra bajas pérdidas por reflexión y alta transmisión. Este OMT presenta gran ancho de banda, bajas pérdidas y es de fácil mecanización. El diseño está inspirado en la referencia [101] y se divide en tres partes. El resalte-dual o polarizador que genera la separación de la señal en dos polarizaciones independientes. El codo o guía de onda de 90° que transporta la polarización vertical y finalmente el Combinador que recibe las dos señales de la polarización horizontal y las une. En las secciones que vienen a continuación se muestran los resultados de diseño y simulación, construcción y medición.

Diseño y simulación

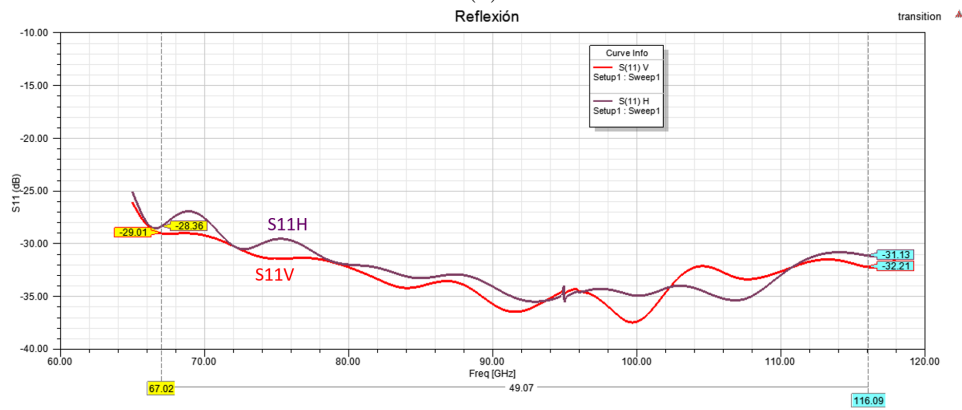
El OMT se diseñó y optimizó usando la herramienta de simulación electromagnética ANSYS en tres partes independientes usando conductor eléctrico perfecto (PEC) para cada una. Luego, se unieron para formar una sola estructura y finalmente se hizo una última optimización de algunas dimensiones de la pieza completa que se mencionan más adelante. Cabe mencionar que la transición de guía de onda circular a cuadrada aunque es una pieza independiente del OMT fué incluida en las simulaciones. A continuación se muestran los resultados.

Transición guía de onda circular a cuadrada

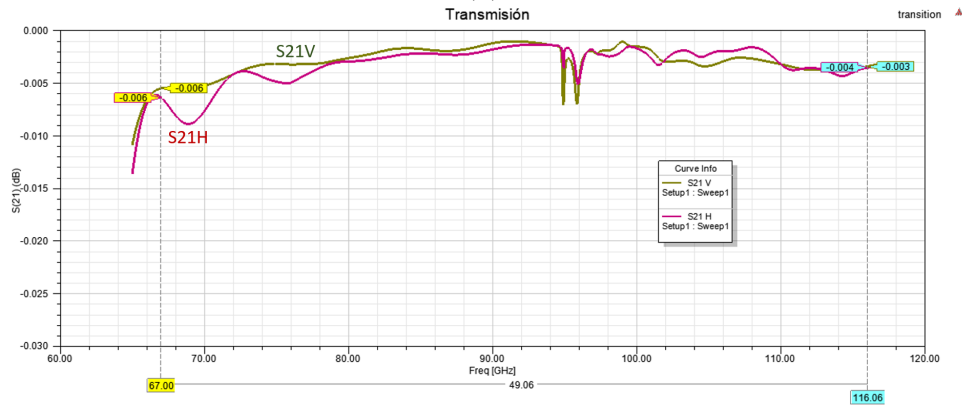
La Figura 3.4a muestra la transición octagonal que fue diseñada con el objetivo de acoplar la salida en guía de onda circular de la bocina con la entrada en guía de onda cuadrada del OMT. Esta transición toma el modo TE_{11} de la señal no polarizada que viene de la bocina y lo descompone en dos modos polarizados ortogonales TE_{01} que llegan a la entrada cuadrada del OMT [12]. El diseño es bastante simple, la placa octogonal puede verse como dos cajas cuadradas rotadas 45° una respecto a la otra. Los parámetros de optimización fueron el espesor de la caja que es la misma para ambas y las longitudes de los lados de la caja. Las Figuras 3.4b y 3.4c muestran los resultados simulados usando PEC. Las reflexiones se mantienen bastante bajas, cerca de -30 dB en toda la banda y las transmisiones son altas, menores a -0.005 dB.



(a)



(b)

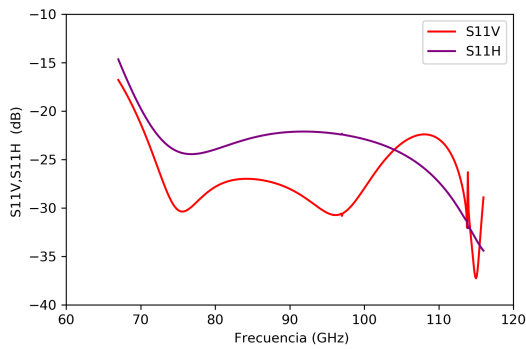
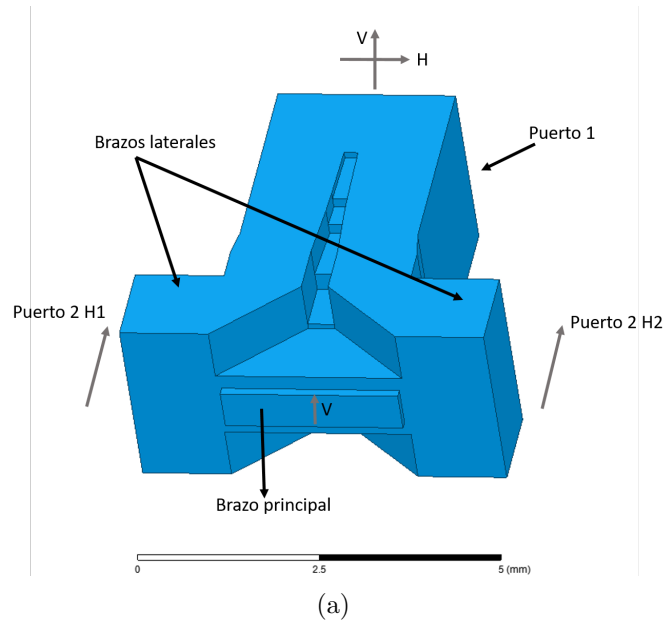


(c)

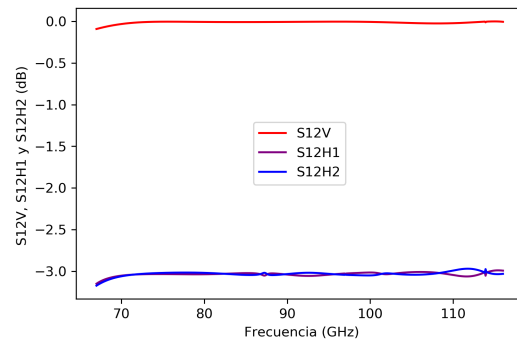
Figura 3.4: a) Diseño de la transición para adaptar la guía circular con la guía cuadrada. Los valores deseados para pérdidas por reflexión deben estar bajo -20 dB y transmisiones cerca de -0.05 dB para garantizar que la potencia transmitida sea de al menos un 99%. b) Reflexiones simuladas en ambos modos bajo -27 dB. c) Transmisiones simuladas en ambos modos arriba de -0.01 dB.

Polarizador

Es la parte más importante del OMT (ver Figura 3.5a), ya que es la responsable de dividir la señal en dos polarizaciones ortogonales. La polarización vertical surge gracias al resalte en la parte central de la guía cuadrada y sale por el brazo principal o codo de 90° . La



(b)



(c)

Figura 3.5: a) Diseño del polarizador con sus partes. b) Reflexión simulada de la polarización vertical (V) y horizontal (H). c) Transmisión simulada de la polarización vertical y de la polarización horizontal en ambos puertos (H1 y H2)

polarización horizontal se divide y sale por los dos brazos laterales. Durante el proceso de optimización del polarizador se encontró que las pérdidas por reflexión son bastante sensibles al espesor del resalte y al número de pasos que tenga. Respecto de la polarización horizontal, se encontró que las pérdidas por reflexión disminuyen hasta cierto punto con la altura del brazo principal y con la distancia de los brazos laterales al resalte.

La Figura 3.5b muestra las pérdidas por reflexión y la Figura 3.5c muestra las pérdidas por transmisión para valores optimizados. Se ven características eléctricas bastante buenas, reflexiones bajo -20 dB en toda la banda, transmisiones cercanas a cero para la polarización vertical y cercanas a -3 dB para la polarización horizontal donde cada puerto (H1 y H2) es responsable de llevar el 50% de la potencia de la señal.

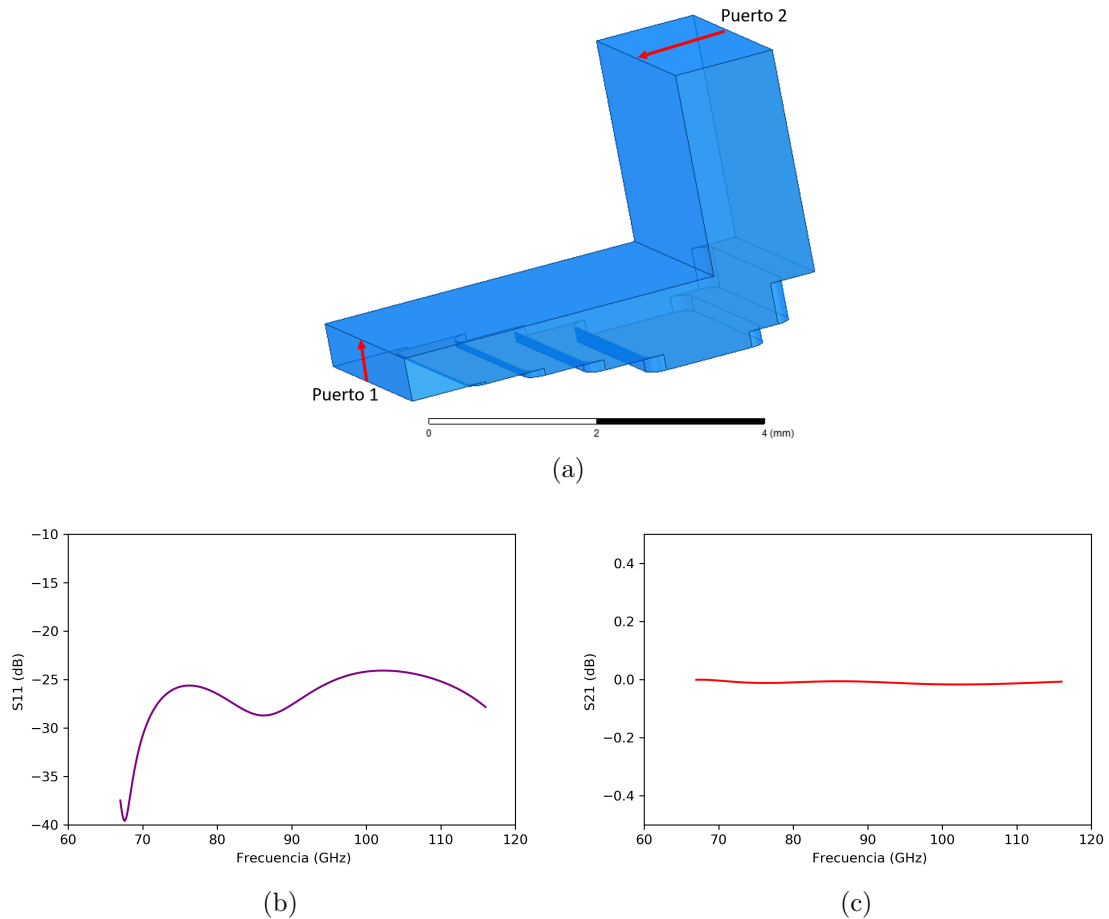


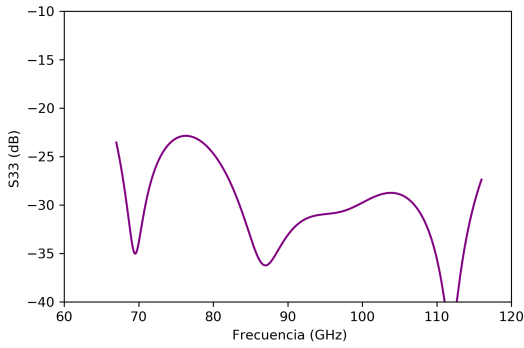
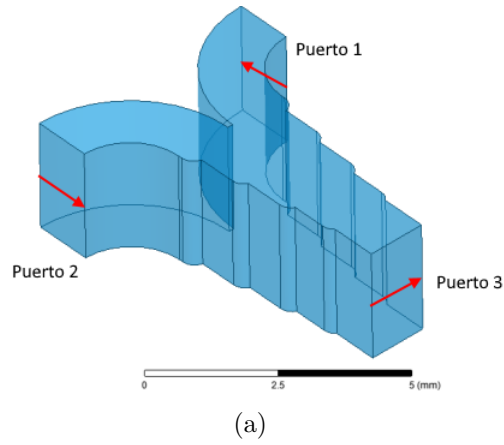
Figura 3.6: a) Diseño del codo con sus partes. b) Reflexión simulada de la polarización vertical. c) Transmisión simulada de la polarización vertical

Codo de 90°

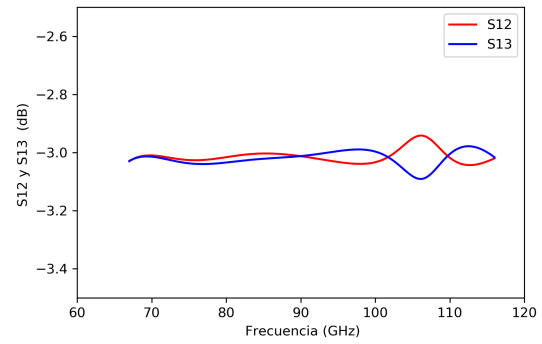
El codo de 90° es la parte encargada de transmitir la polarización vertical desde el brazo principal hasta la salida en guía de onda estándar WR10 y es mostrado en la Figura 3.6a. En este caso fue necesario contar con un transformador de guía de onda de cuatro pasos para generar la adaptación entre el brazo principal y la guía WR10. Las Figuras 3.6b y 3.6c muestran las pérdidas por reflexión y por transmisión entre puertos. Como se puede ver, esta parte muestra buenas características eléctricas, ya que la reflexión está bajo -20 dB en toda la banda y la transmisión es muy cercana a 0 dB.

Combinador

El combinador es el responsable de unir las dos señales de la polarización horizontal (ver Figura 3.7a) que viene de los brazos laterales del polarizador. Se requirió de un transformador de guía de onda de 4 pasos para poder combinar la señal y adaptar a dimensiones WR10 estándar. Como se puede ver en las Figuras 3.7b y 3.7c, las características eléctricas son buenas dado que la reflexión se mantiene bajo -20 dB en toda la banda y la transmisión muestra el paso del 50 % de la potencia desde cada uno de los puertos 1 y 2 hacia el puerto 3.



(b)



(c)

Figura 3.7: a) Diseño del combinator con sus partes. b) Reflexión simulada en el puerto 3 bajo -20 dB. c) Transmisión simulada entre los puertos 1, 2 y 3 cerca de -3 dB.

Ensamble

Luego de tener todas las partes optimizadas, se ensamblaron para obtener el OMT mostrado en la Figura 3.8. Finalmente, se optimizaron algunas dimensiones del resalte, codo, guía cuadrada y transición octagonal. Las características eléctricas simuladas más relevantes se muestran en las Figuras 3.9 a 3.12. Como se puede ver las características eléctricas del componente completo son buenas. Las reflexiones están bajo -20 dB en todo el rango de frecuencia, las pérdidas por transmisión son bastante bajas, menores a -0.2 dB y la polarización cruzada y la aislación están bajo -45 dB con algunas resonancias entre 96 y 104 GHz que pueden ser debidas a la transición octagonal. Para futuras versiones es importante señalar que con mejor optimización en las dimensiones del resalte, del codo y de los radios de curvatura de las alidas de la polarización horizontal, tal vez sea posible disminuir aún más las reflexiones.

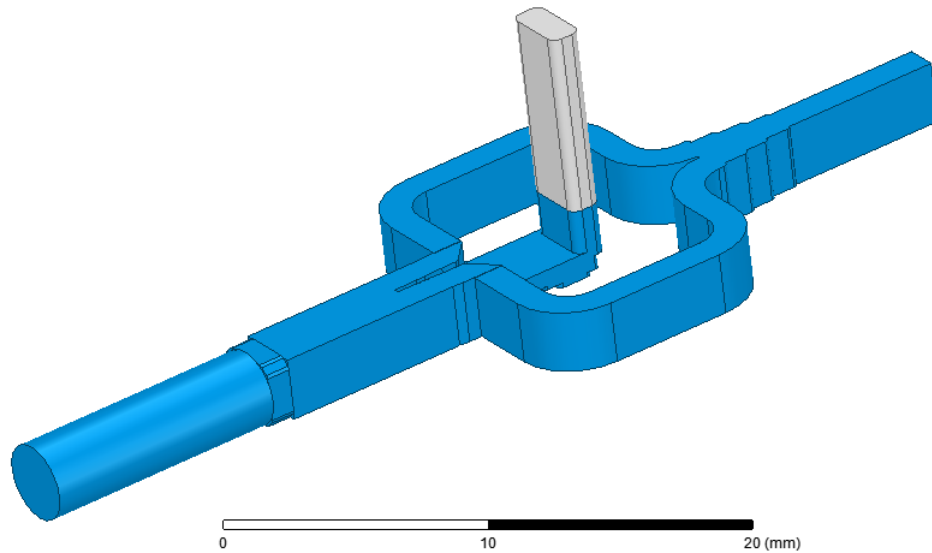


Figura 3.8: En color azul oscuro se muestra el diseño del OMT ensamblado completamente. El cilindro azul representa la salida de la bocina. La placa octogonal representa la transición de guía de onda circular a cuadrada. Finalmente, la guía de onda ovalada de color gris representa una placa de aluminio de 4 mm de espesor incluida para facilitar el acople del OMT al amplificador de bajo ruido de la primera etapa.

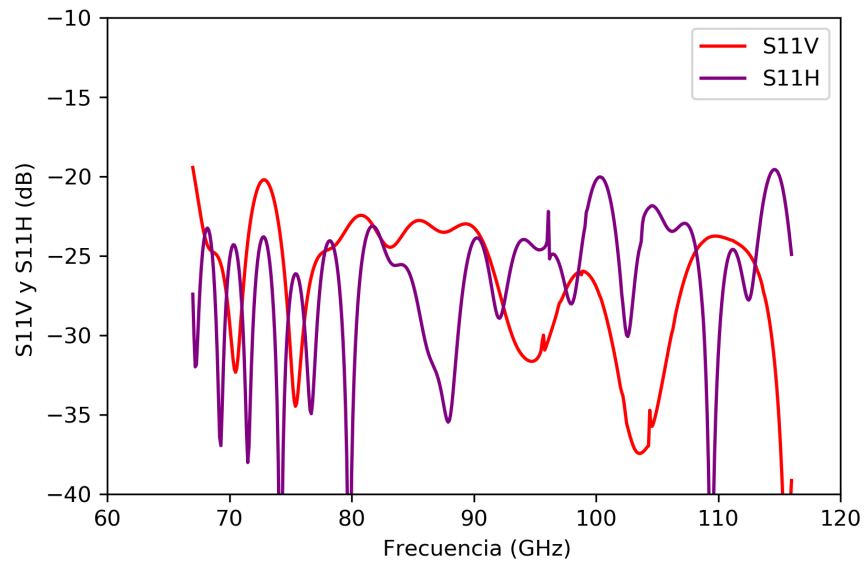


Figura 3.9: Reflexiones simuladas en el puerto de entrada del OMT. La curva S11V es para modo vertical y la curva S11H para el modo horizontal. Como se puede ver las reflexiones se mantienen bajo -20 dB en todo el ancho de banda.

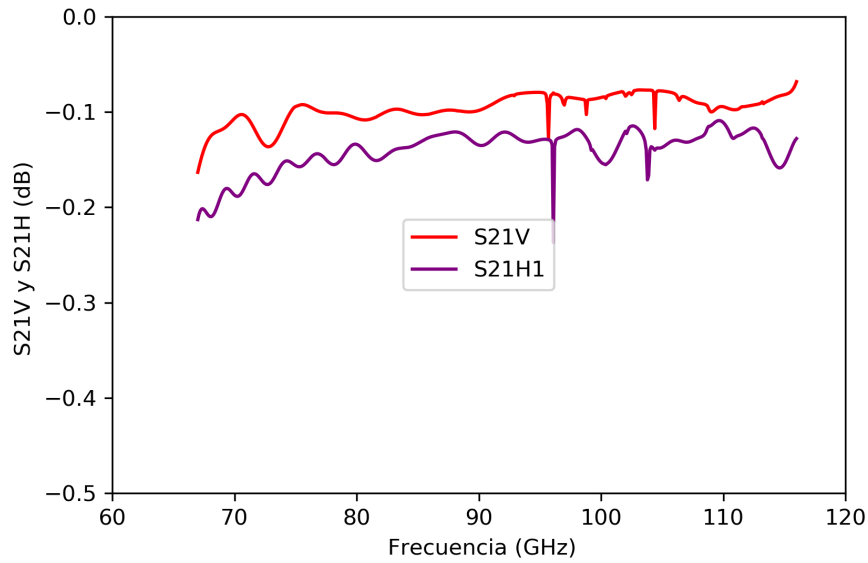


Figura 3.10: Transmisiones simuladas entre puerto de entrada y los de salida del OMT. La curva S21V es para modo vertical y la curva S21H es para el modo horizontal. Como se puede los valores para ambas polarizaciones son menores que -0.2 dB en todo el ancho de banda

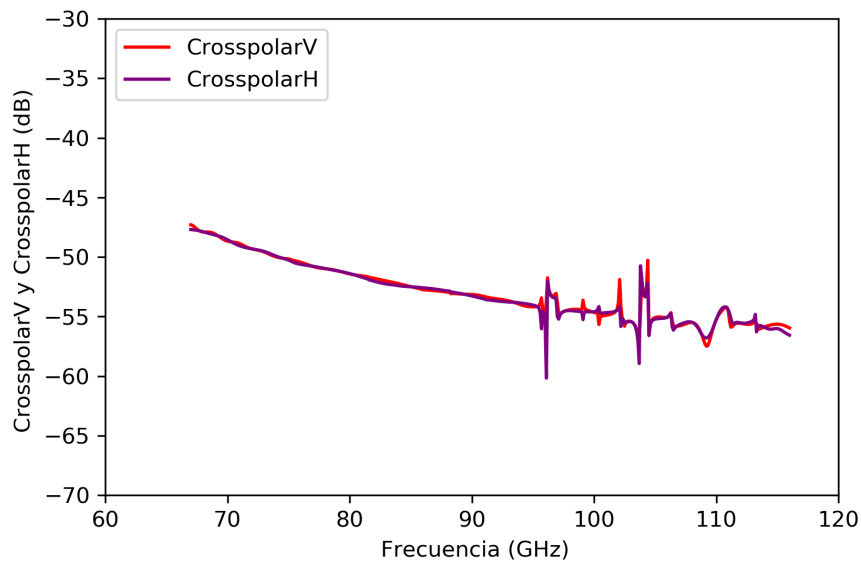


Figura 3.11: Crosspolar simulado del OMT. La curva S13V es para modo vertical y la curva S12H para el modo Horizontal. Los valores se mantiene bajo -45 dB para todo el ancho de banda

Construcción

Luego haber optimizado el diseño del OMT integrando todas las partes, se pasó a la etapa de construcción. El OMT fue construido en dos bloques (ver Figura 3.13) con dos piezas

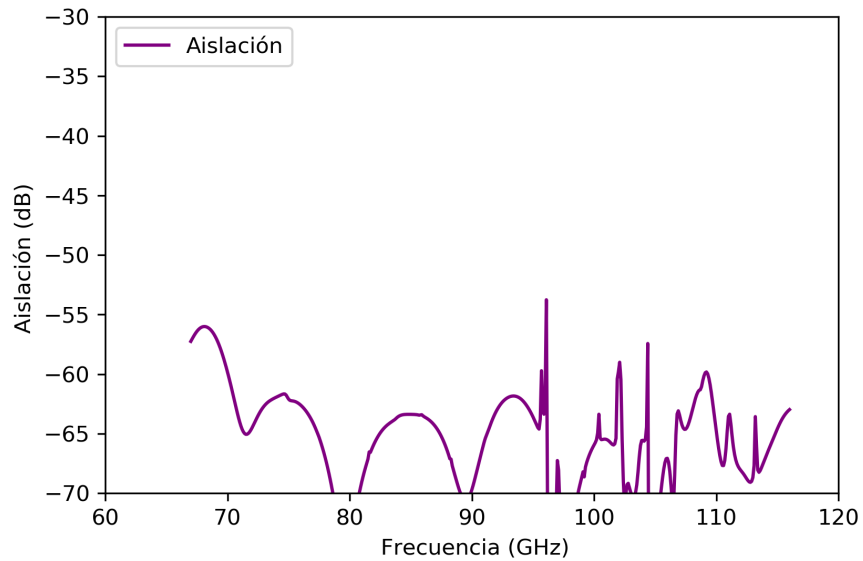


Figura 3.12: Aislación simulada del OMT entre puertos de salida (2 y 3). Como se puede ver los valores se mantienen bajo -50 dB en todo el ancho de banda.

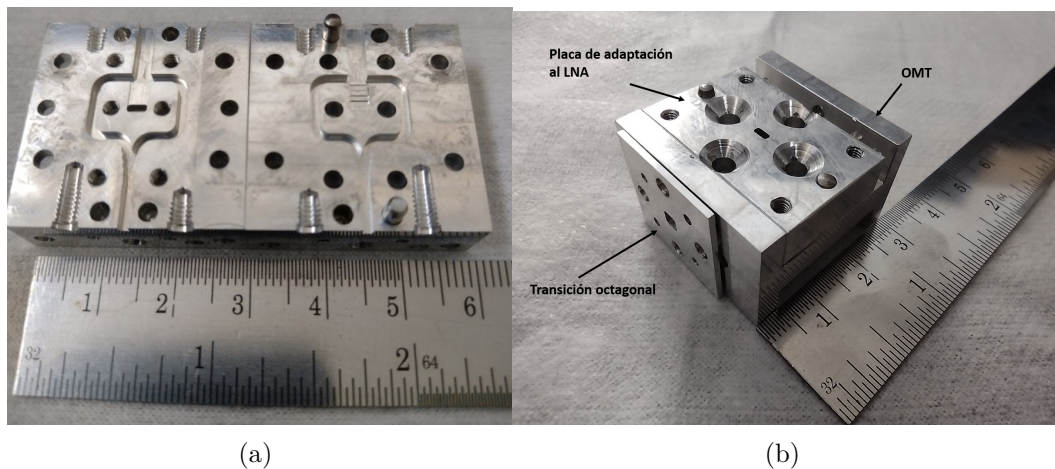
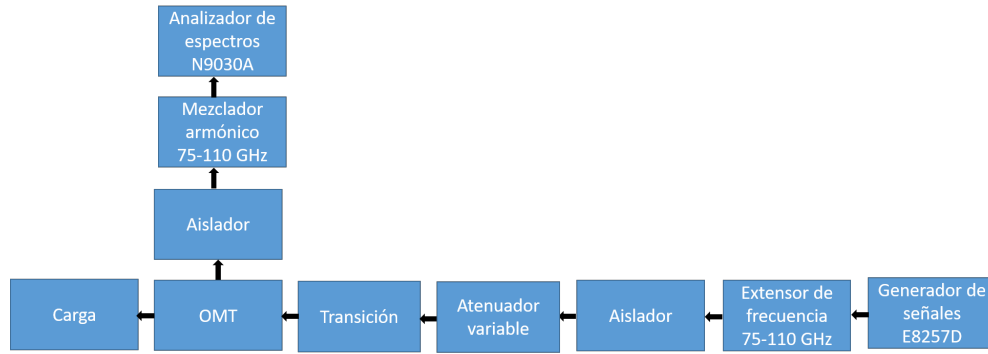


Figura 3.13: OMT construido en bloque metálico de Duraluminio. a) muestra el bloque abierto en las dos mitades que lo conforman. b) muestra el bloque ensamblado con las dos piezas adicionales, la placa para integrar al amplificador y la transición de guía de onda circular a cuadrada.

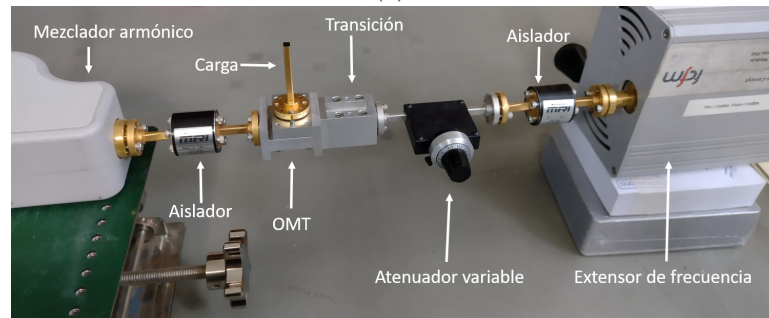
adicionales, una para la conexión directa del OMT al amplificador de bajo ruido y la otra para la transición de guía de onda circular a cuadrada.

Medición

El bloque resultante fue caracterizado para poder determinar sus propiedades electromagnéticas. La Figura 3.14 muestra el diagrama de bloque del montaje experimental. Para las



(a)



(b)

Figura 3.14: a) Diagrama de bloque del montaje experimental usado para la medición del OMT. b) Foto del montaje experimental de las mediciones de transmisión de la polarización horizontal.

mediciones de transmisión se colocó una transición en la entrada del OMT. La transición permitió acoplar la guía de onda rectangular a la salida del aislador con la entrada cuadrada del OMT. La Figura 3.16 muestra las reflexiones medidas en el puerto de entrada para cada polarización. Como se puede ver, tiene valores muy altos al principio de la banda entre 67 a 72 GHz y de ahí en adelante permanecen bajo -16 dB. Estos resultados comparados con la simulación (Figura. 3.9) son diferentes, lo cual en parte podría deberse a la combinación de varios factores. En la metrología de los dos bloques aparecieron algunas rebarbas que no pudieron ser eliminadas en la unión del combinador con el codo. El alto de la guía en uno de los brazos horizontales quedó un par de micras más grande (ver Figura 3.15) y asimétrica respecto de los bloques. La dimensión de una de las paredes que desemboca en el resalte quedó un par de micras más grande y asimétrica respecto de los bloques. Finalmente, las dimensiones del resalte no pudieron ser medidas debido a su tamaño. Se realizaron simulaciones incluyendo dentro del diseño las asimetrías y problemas de dimensiones encontrados y se vio un incremento de las reflexiones pero no como la vista en las mediciones.

La Figura 3.17 muestra las transmisiones para ambas polarizaciones. Como se puede notar hay valores de pérdidas mayores a cero que no son correctos, este error puede ser atribuido a que la calibración y la medición se realizaron sin esperar a que los instrumentos se estabilizaran temicamente. Los datos aún con el error de calibración permiten mostrar que las pérdidas máximas permanecen menores a 0.3 dB en todo el ancho de banda, lo que es bastante bajo y acorde con lo reportado en las simulaciones. También se obtuvieron valores positivos que se explican debido a la cercanía entre el piso de ruido de la calibración y la

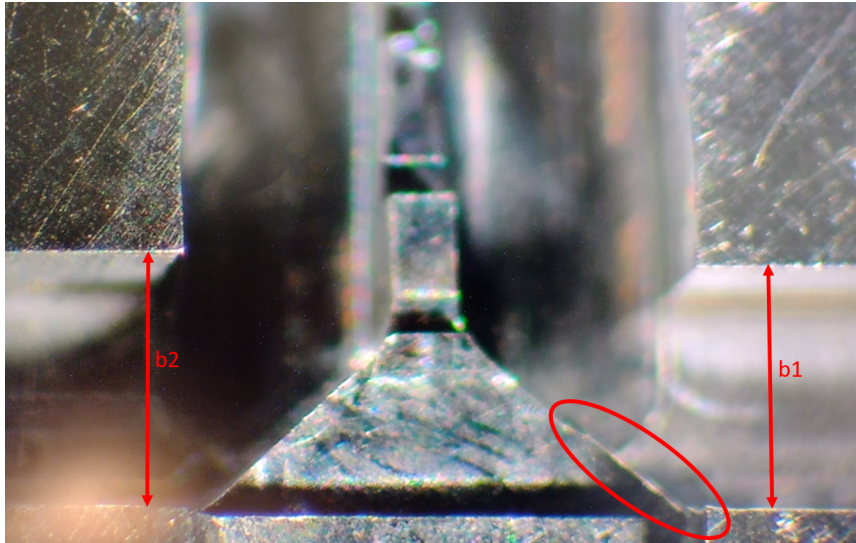


Figura 3.15: Asimetrías encontradas en el bloque mecanizado. En rojo se realtan las diferencias

medida. Las resonancias que aparecen se atribuyen a la transición se colocó en medio de la salida del generador y la entrada cuadrada del OMT.

Las Figuras 3.18 y 3.19 muestran las medidas de polarización cruzada y aislación. Como se puede ver el nivel de polarización cruzada en toda la banda está bajo -30 dB y la aislación está cerca de -35 dB. Ambas se encontraron, al menos, 10 dB más alto del esperado por simulaciones lo que puede deberse a las asimetrías del bloque en el proceso de mecanización. De lo anterior se puede concluir que aunque las pérdidas del son bastante bajas, el OMT desarrollado aquí no cumple con las especificaciones de ALMA 2+3. En esas especificaciones las reflexiones deben estar bajo -20 dB, la polarización cruzada y aislación deben estar bajo -40 dB en toda la banda y aquí no se cumplen. Se espera que con una segunda versión de éste OMT se puedan solucionar los problemas encontrados y así poder cumplir con las especificaciones de ALMA.

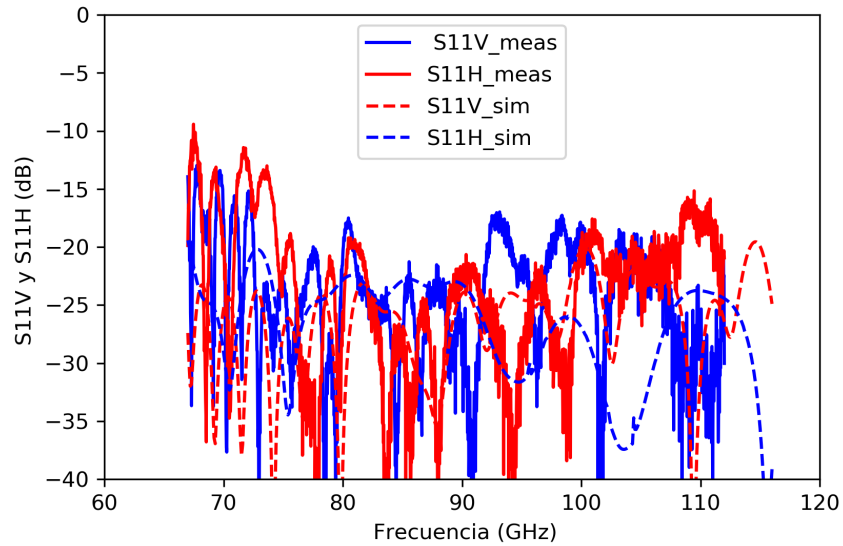


Figura 3.16: Reflexiones medidas y simuladas del OMT. Debajo de 75 GHz los valores medidos se elevan hasta -10 dB y de 75 GHz hacia arriba se mantienen cerca de -16 dB para ambas polarizaciones. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.

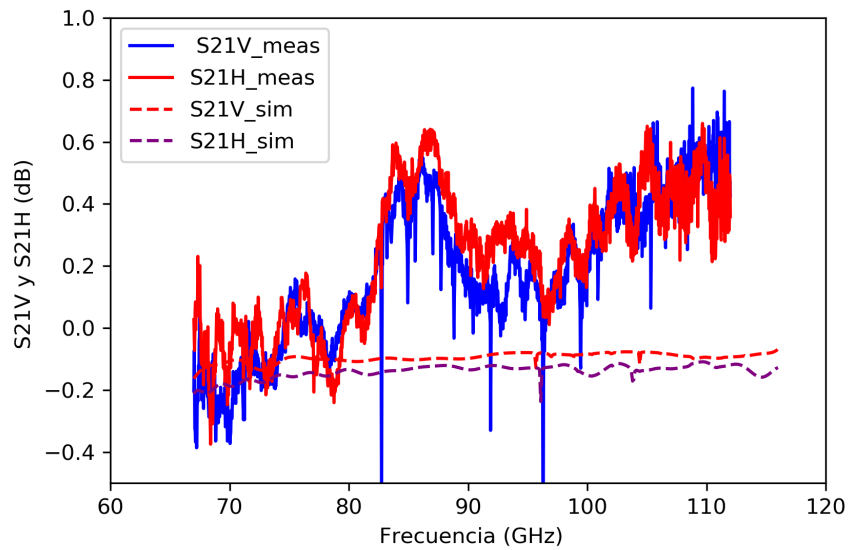


Figura 3.17: Transmisiones medidas y simuladas del OMT. Los valores medidos mostrados son menores que 0.3 dB exceptuando las resonancias cerca de 83 GHz y cerca de 97 GHz. Los valores positivos son producidos posiblemente por no dejar el tiempo suficiente para la estabilización térmica de los instrumentos.

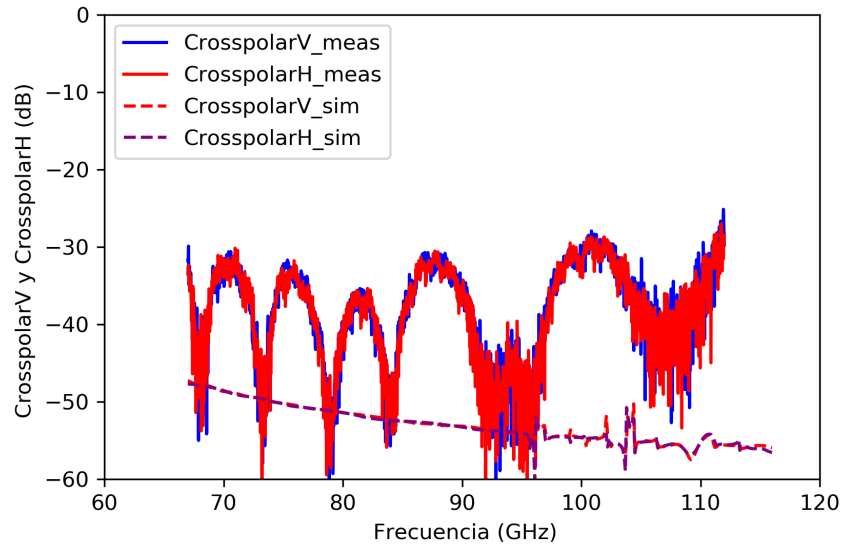


Figura 3.18: Polarización cruzada medida y simulada del OMT. Los valores medidos para ambas polarizaciones están bajo -30 dB en casi todo el ancho de banda. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.

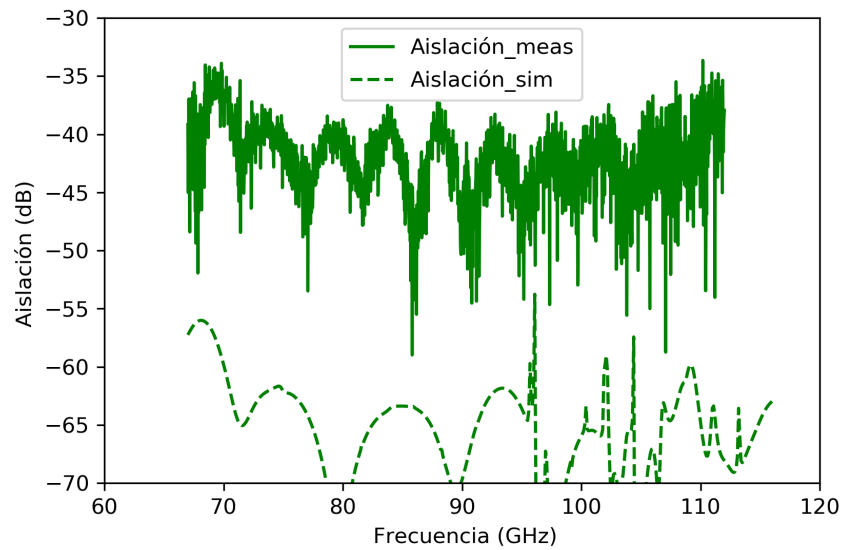


Figura 3.19: Aislación medida y simulada entre los puertos de salida del OMT. El valor medido encontrado está bajo -35 dB en todo el ancho de banda. Las diferencias con la simulación pueden ser debidos a los defectos y asimetrías de mecanización.

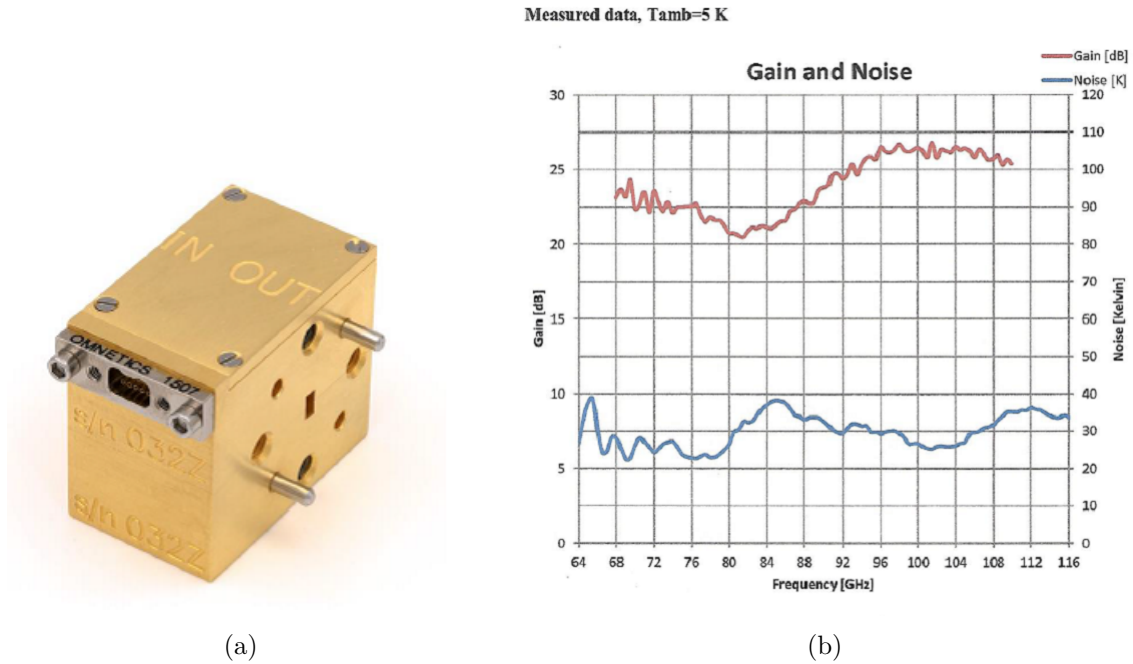


Figura 3.20: a) Vista del LNA y de su comportamiento respecto a ganancia y temperatura de ruido a 5 K. b) Muestra la temperatura de ruido bajo 40 K y ganancia sobre 20 dB en todo el ancho de banda. Tomada de la hoja de datos [102].

3.3.3. Amplificadores primera etapa

La primera etapa de amplificación en la arquitectura propuesta para el receptor está dada por un amplificador criogénico de bajo ruido LNA-LNC65115WA *s/n* 058Z de LowNoiseFactory. Este tipo de amplificador tiene un rango de operación entre 65 y 115 GHz (ver Figura 3.20), y muestra muy buenas características. Como se puede ver en la figura, tiene una temperatura de ruido por debajo de 40 K en toda la banda y una ganancia superior a 20 dB. Estas cualidades van a permitir mantener bajos los niveles de ruido de toda la cadena de componentes después de él como se ve en las siguientes secciones.

3.3.4. Amplificadores segunda etapa

El amplificador de segunda etapa será ensamblado en el Laboratorio de Ondas Milimétricas. Está compuesto de un chip de bajo ruido OMMIC (CGY2190UH/C2) de 75-110 GHz. Tiene una ganancia reportada superior a 22 dB y una figura de ruido promedio de 2.8 dB [103], haciéndolo apropiado para esta etapa. La figura 3.21 muestra dos prototipos ensamblados que siguen en desarrollo dado que presentaron mal funcionamiento en el primer montaje.

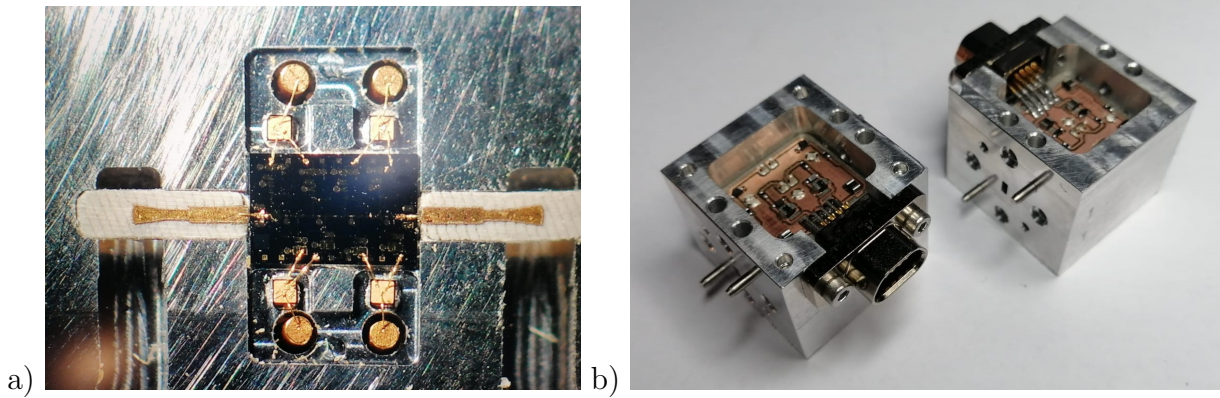


Figura 3.21: Primer prototipo de amplificador OMMIC ensamblado y que sigue en desarrollo dado que todavía no alcanza la ganancia deseada. a) Muestra el chip con sus conexiones. b) Muestra los dos bloques totalmente ensamblados. Tomado de reporte interno de Camilo Saldaña , 2023.

3.3.5. Módulo mezclador

El módulo de mezclado, como se mencionó anteriormente, es el encargado de generar la conversión heterodina. Una primera versión de éste módulo fue desarrollada en [104], pero aunque mostró muy buenos resultados simulados de separación de banda lateral, las mediciones para algunos osciladores locales dieron cercanos a 5 dB (ver Figura 3.22) , por lo que se desarrolló esta segunda versión. Este módulo está compuesto de un híbrido RF de tamaño estándar WR10, dos mezcladores Schottky 2SB MMIC, un divisor de potencia Wilkinson en MMIC para el LO y dos salidas coaxiales para la señal IF (4-12 GHz). La Figura 3.23 muestra un vista del diseño del bloque con todas sus partes. Para señal de LO, se diseñó una transición de guía de onda a microstrip que permitirá introducir el LO en guía de onda directamente, sin tener que pasar a coaxial. Sobre esta transición se profundizará más en el siguiente capítulo. El bloque actualmente ya está mecanizado y en fase de ensamblado. Para éste módulo se esperan pérdidas por retorno arriba de 10 dB, una ganancia de conversión de 5 dB y una razón de rechazo de banda lateral (SRR) mayor a 10 dB y una figura de ruido de 7.7 dB.

3.4. Comentarios finales

En este capítulo, se mostró y explicó la arquitectura del receptor propuesto. También, se mostraron las características generales de las componentes individuales de la arquitectura, que son comunes para los casos SMWT y LLAMA: antena tipo bocina, OMT, amplificadores de primera y segunda etapa y módulo de mezclado.

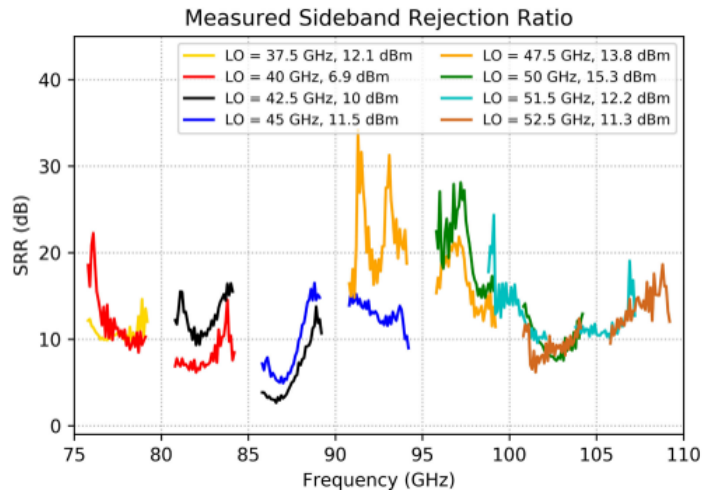


Figura 3.22: Resultados de medidas de separación de banda lateral (SRR) del la primera versión del módulo mezclador [104]. Como se puede ver la separación de banda baja hasta 5 en algunos osciladores locales.

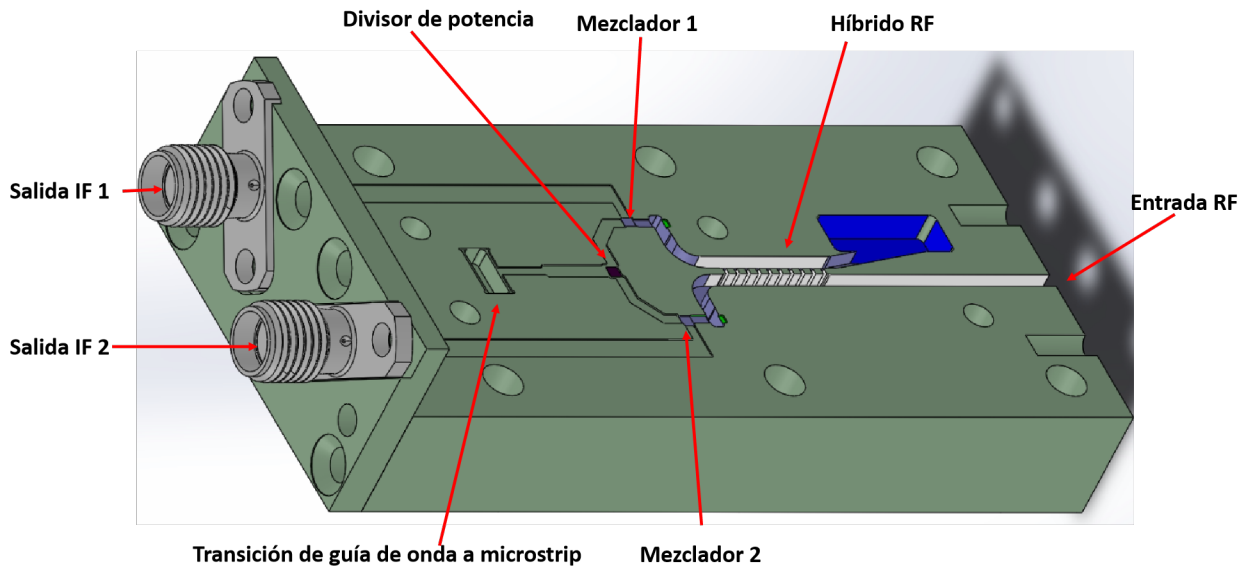


Figura 3.23: Vista del bloque para el módulo mezclador con todas sus partes. El híbrido en la entrada de la RF es en guía de onda WR10. Las salidas de la IF son en cables SMA, los mezcladores y divisor de potencia son en MMIC. Finalmente la transición de guía de onda a microstrip para el LO esta en guía de onda WR19. Las mediciones preliminares de este modelo no mostraron buenos resultados, ya que el SRR quedó cercano a 5 dB para algunos LO, por tal razón sigue en desarrollo.

Capítulo 4

Diseño y optimización de una transición de guía de onda a línea de transmisión tipo microcinta, con aplicaciones en banda Q, de gran ancho de banda, bajas pérdidas y fácil de escalar.

4.1. Introducción

Los circuitos integrados en ondas milimétricas y submilimétricas son cada vez más usados en áreas como comunicaciones [105, 106], radares [107, 108] ó radioastronomía [109–111]. Muchos de éstos circuitos son fabricados en placas de circuito impresas (PCB por sus siglas en inglés) que requieren de transiciones a guía de onda a línea de transmisión planar tipo microcinta ⁷ por dos razones. La primera, para conectar los circuitos impresos con instrumentos de medición basados en guía de onda y así poder caracterizarlos. La segunda, para su integración con componentes en guía de onda tales como antenas [112], diplexores [113], filtros [114] y transductores de modos ortonormales (OMT) [115]. En el caso particular de ésta tesis, la transición se necesita para transmitir la señal de oscilador local dentro de un mezclador sub armónico para banda W extendida (67–116 GHz) que está en desarrollo en el Laboratorio de Ondas Milimétricas.

Varios tipos de transiciones guía de onda a microcinta han sido propuestas en la literatura y, aunque varían en geometría y ancho de banda fraccional se pueden catalogar en dos grupos. Respecto de la posición relativa entre la guía de onda y la microcinta. El primer grupo es referido a transiciones alineadas, donde el sustrato es insertado en la dirección de propagación de la guía de onda [116–120] y está situado paralelo al plano E o H de la guía. Este tipo de transiciones son compactas pero tienen un ancho de banda angosto. Se puede obtener un ancho de banda ligeramente más amplio si se utiliza una guía de onda escalona-

⁷ Microstrip de su traducción al inglés

da o una línea de aleta antipodal⁸ con reducción [121]. En el segundo grupo, el sustrato se inserta a través de la pared ancha de la guía de ondas, paralelo al plano E o transversal a la dirección de propagación de la guía de onda [122–127]. Este tipo de transiciones transversales son más grandes debido a la disposición de los puertos, pero en el caso de las transiciones de plano-E, pueden alcanzar grandes anchos de banda fraccional (45 %) [124]. Las transiciones transversales, por otro lado, tienen anchos de banda más estrechos (31 %) [128] con algunas excepciones como la guía de onda de altura reducida (44 %) [129] o la línea de transmisión planar de tira suspendida⁹ (41 %) [130]. Sin embargo, debido a la disposición de sus puertos, estos últimos son más difíciles de integrar en circuitos planares.

Las aplicaciones del estado del arte especialmente en radio astronomía requieren de anchos de banda operacional aún más grandes, algunos que superan el 50 % con requerimientos adicionales de pérdidas por retorno alrededor de -20 dB [131], [132]. Lograr cumplir con tales requerimientos en cada componente de un sistema de microondas es muy difícil, aún más cuando se trabaja en rangos milimétricos o sub-milimétricos [133], [134], [135].

En éste capítulo presentamos una transición escalable de guía de onda a microcinta que cumple con éstos requerimientos. La transición tiene pérdidas por retorno mejores que -19.5 dB, un ancho de banda fraccional de 55 % y es fácil de integrar a circuitos planares. El diseño original fué realizado en banda V, pero para demostrar sus capacidades se desarrolló un prototipo en el rango de 27–50 GHz que es un 35 % más grande que la banda Q completa. La transición consiste de un transformador de impedancia y una antena dendrítica impresa sobre el sustrato dieléctrico, que es insertado en una guía de onda rectangular con una sección de guía de onda terminada en corto. Cabe resaltar que el puerto de salida es una microcinta con impedancia estándar de 50Ω lo cual facilita su integración con circuitos impresos. Usando una transición conectada con otra igual enfrentadas a manera de espejo, demostramos bajas pérdidas por inserción y buenas pérdidas por retorno en toda la banda.

4.2. Diseño y simulación

La transición fué diseñada y optimizada usando la herramienta de análisis electromagnético (Ansys HFSS). El modelo usa el sustrato RT/Duriod 6002 con un espesor de 0.127 mm, con permitividad relativa nominal y tangente de pérdidas de 2.94 y 0.0012 respectivamente.

4.2.1. Justificación del diseño

La descripción general de la transición es obtenida después del proceso de diseño discutido en Sec. 4.2.3 y es presentado en la Fig. 4.1. La señal que llega entra en el puerto de guía de onda (1), pasa a un transformador $\lambda/4$ (2) en orden de adaptar a una guía de onda no estándar (3). La guía de onda no estándar es usada, ya que, como se muestra en [136] la impedancia del modo fundamental puede ser ajustada seleccionando apropiadamente sus dimensiones a y b de acuerdo con la ecuación

$$Z_{0_{TE_{10}}} = \frac{4b}{a} \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{c}{2af}\right)^2}}, \quad (4.1)$$

⁸ Antipodal fin-line por su traducción al inglés

⁹ Suspended stripline SSL por sus siglas en inglés

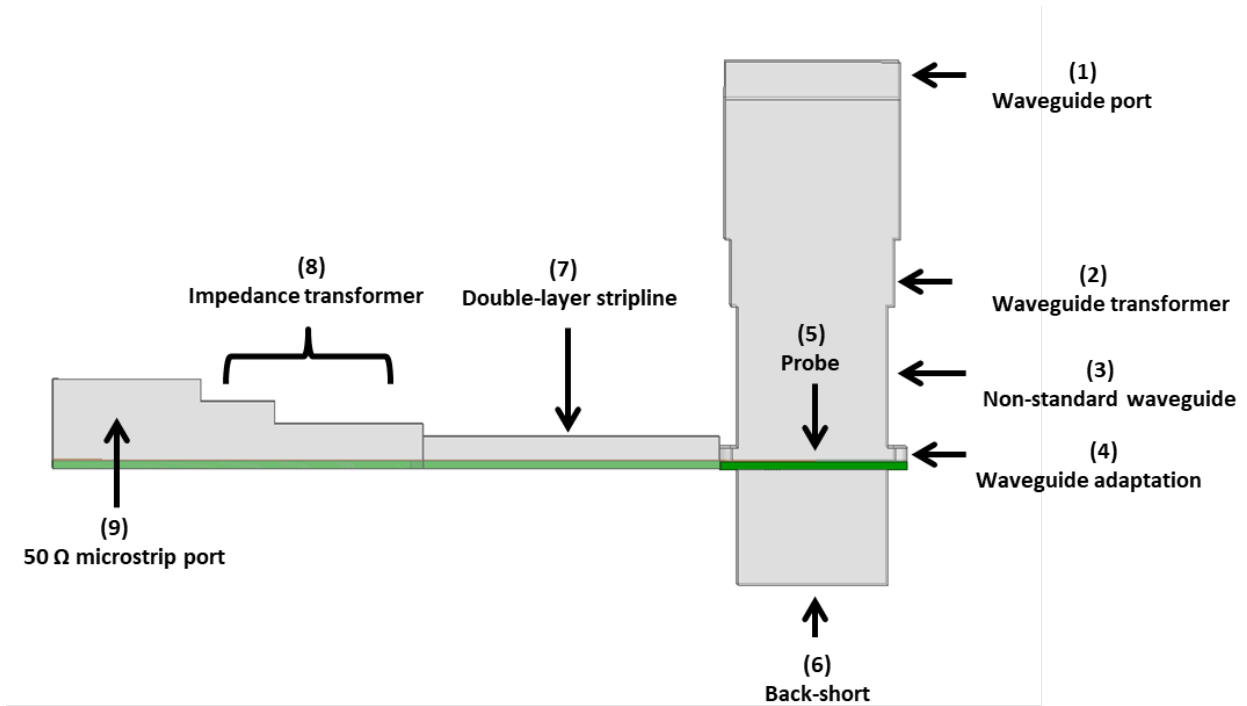


Figura 4.1: Descripción general de la transición con sus diferentes partes. La función de cada parte es discutida en el texto, Sec. 4.2.1.

donde η es la impedancia característica del espacio libre, c es la velocidad de la luz y f es la frecuencia. En particular esta guía de onda permite extender el ancho de banda operacional en el límite bajo del rango de frecuencia, cercano a la frecuencia de corte de la guía de onda de entrada. Después de la guía de onda no estándar una adaptación (4) es introducida en orden de reducir la perturbación del modo fundamental cuando éste se acopla con la antena (5). Entonces, la guía de onda es terminada en un circuito en corto (6) que permite acoplar la potencia reflejada a la antena con la fase correcta.

Los campos electromagnéticos en la antena son conducidos primero a través de la línea de transmisión con una pequeña cavidad de aire que comporta como una microcinta de doble capa (7) donde se propaga el modo cuasi-TEM. Este tipo de línea es adecuada porque al ser tan compacta minimiza la perturbación del campo eléctrico del modo fundamental y de las corrientes superficiales en la pared más ancha de la guía. Finalmente, un transformador de impedancia de dos pasos (8) con una cavidad expandida es usado para obtener una línea de microcinta con impedancia estándar 50-Ω (9). A través de simulaciones (ver Sec. 4.2.3), se demuestra que ésta morfología es capaz de incrementar el ancho de banda operacional de la transición, especialmente en el límite bajo del rango de frecuencia.

4.2.2. Optimización de la antena

Varios candidatos como [124, 128, 130, 137, 138], pueden ser usados como antena. a través de simulaciones, el desempeño de una antena radial fué contrastado con un antena dendrítica dentro de una versión simplificada de la transición mostrada en este capítulo. Los resultados muestran una ligera mejora en el desempeño de la antena dendrítica, así que este diseño fue escogido como base para el desarrollo de la estructura de la transición. Durante todo el proceso de diseño, que será explicado en la siguiente sección, la optimización de las dimensiones de la

antena no muestra cambios significativos en el comportamiento eléctrico de la transición. Bajo esas circunstancias, la antenna permanece igual en todo el proceso de diseño de la transición.

4.2.3. Diseño original para banda V

La transición se diseñó para transportar una señal de oscilador local (LO) de 33,5 GHz a 60 GHz a un mezclador subarmónico. El proceso de diseño pasó por 4 etapas mostradas en la Figura 4.2 que permitieron lograr el mayor ancho de banda posible. Por otro lado las dimensiones de la estructura de metal de la transición entera, cambian con cada etapa. el espesor del sustrato y del conductor se mantienen constantes. la mejora en las reflexiones simuladas en cada paso se pueden ver en la Figura 4.3.

La Figura 4.2a, muestra la geometría inicial de la transición con dimensiones estándar de guía de onda WR19 y un sustrato dieléctrico. Las dimensiones de la cavidad de aire sobre la microcinta fueron optimizada para lograr pérdidas por reflexión bajo -20 dB en un 42 % de ancho de banda fraccional. En la siguiente etapa, Figura 4.2b, se incluyó una sección de guía de onda más grande ubicada sobre el sustrato en la sección transversal de la guía. Esta sección adicional permitió aumentar a 46 % el ancho de banda fraccional. En la tercera etapa, Figura 4.2c, las dimensiones de la guía de onda y de la guía en corto¹⁰, fueron modificadas con respecto a las del puerto WR19. Las dimensiones W1 y L2 fueron encontradas y permitieron aumentar el ancho de banda fraccional a 55 %, pero este cambio generó un aumento en las reflexiones entre 45-55 GHz causado por el desajuste de impedancia entre la guía de onda y el puerto. Finalmente, en la Figura 4.2d se utiliza un transformador de guía de onda L1 para adaptar la dimensión L2 con el puerto WR19. Este transformador permitió alcanzar un ancho de banda de 55 % bajo -20 dB en casi todo el rango de frecuencia requerido. Además, se utilizó un transformador de impedancia de 2 pasos para lograr la impedancia estándar de 50Ω en el puerto de la microcinta.

La Figura 4.4a. muestra el diseño final de la transición que consta de cuatro partes. La primera, un transformador de guía de onda con tres secciones (H1 a H3) que permite la conexión a una guía de onda estándar y una sección de guía de onda en corto para evitar la radiación del terminal de la guía. En segundo lugar, la unión de dos secciones de la guía de onda (H4 y H6) donde se genera el cambio de los modos TE_{10} al quasi-TEM. Tercero, un adaptador de impedancia de dos pasos (H7 y H8) que proporciona la impedancia estándar en el puerto de salida. Finalmente, la cuarta parte es sustrato dieléctrico con una antenna dendrítica de segundo orden (Figura 4.4b)

4.2.4. Escalando a banda Q

Para mostrar la validez del diseño visto en la sección anterior, la transición es escalada a la banda Q y las dimensiones físicas obtenidas después de la optimización se dan en la Tabla 4.1. Este proceso muestra que excepto por la microcinta el diseño de la transición puede ser adaptado a diferentes frecuencias escalando la estructura entera por un factor que depende de la frecuencia requerida. En éste caso, el factor de escala fué el resultado del cociente entre la frecuencia mínima de la guía de onda WR-19 y la WR-22. En contraste la microcinta requirió de un rediseño basado en las características del sustrato.

Los resultados de la simulación se muestran en la Figura 4.5. Las pérdidas por inserción

¹⁰ Back-short de su traducción al inglés

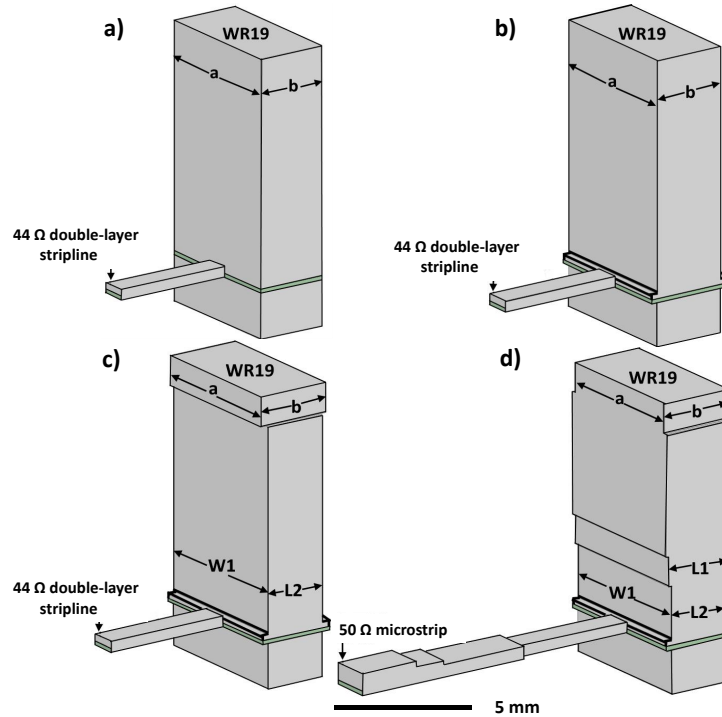


Figura 4.2: Proceso de diseño de la transición para la banda V. Las dimensiones de la estructura de metal de la transición entera cambian con cada etapa pero las de la antena se mantienen constantes. (a) Guía de onda y guía de onda en corto en dimensiones WR-19 con salida en puerto de microcinta. (b) Una sección de guía de onda más ancha se adiciona sobre el sustrato en la sección transversal de la guía para incrementar el ancho de banda sin modificar el tamaño de la guía. (c) Las dimensiones de la guía ($W1$ y $L2$) son optimizadas para reducir reflexiones. (d) Un transformador de impedancia ($L1$) es adicionado para disminuir las reflexiones debido al desajuste de impedancia entre el puerto WR-19 y la guía ($L2$). Un adaptador de impedancia de dos pasos es usado para lograr la impedancia estándar en el puerto de salida de la microcinta.

máxima son de 0,31 dB y las pérdidas por retorno correspondiente son mejores que -20 dB en el rango de frecuencia de 27 a 50 GHz. Además, se realizó un análisis modal y no se encontraron modos de orden superior para ser excitados en niveles relevantes. El proceso de optimización mostró que la mayoría de las dimensiones críticas son la distancia ($L4$) y la diferencia de altura ($H6-H4$) que tienen tolerancias de ± 50 y $\pm 100 \mu\text{m}$.

4.3. Implementación y caracterización de la transición para banda Q

Para determinar las pérdidas por transición es necesario descontar las pérdidas de la línea de microcinta de la pérdidas de la transición medida. Por lo tanto, la caracterización del sustrato y de la transición son necesarias.

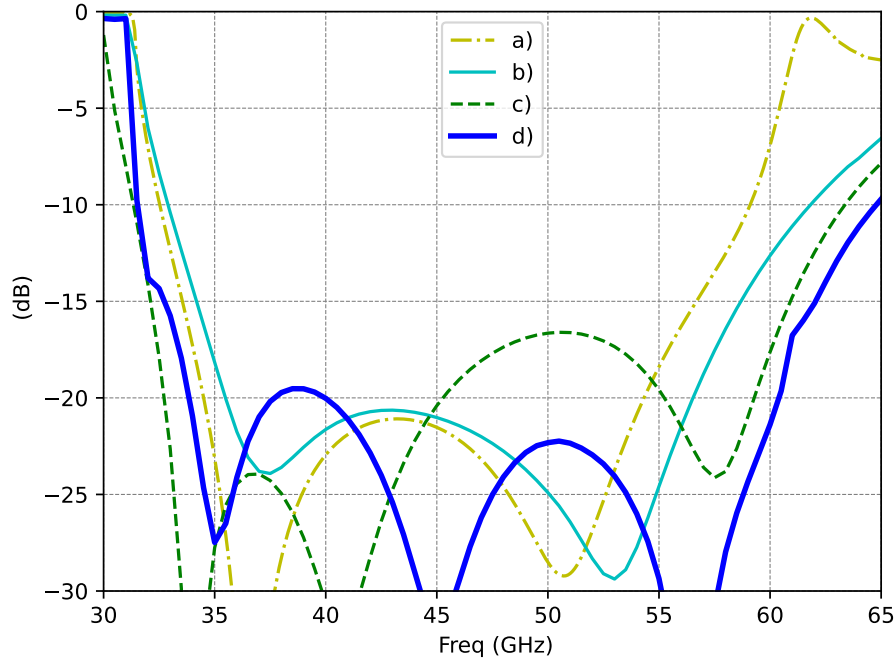


Figura 4.3: Pérdidas por reflexión de cada etapa a) a d) en la evolución de la transición para banda V del diseño presentado en la Fig. 4.2. La mejora del ancho de banda de las reflexiones en cada etapa es evidente. La etapa final del diseño muestra pérdidas por retorno cercana a -20 dB en el ancho de banda completo.

Tabla 4.1: Dimensiones de la transición

H1	2.3	H7	0.73	L5	4.84	W3	1.59	R1	0.02
H2	1.09	H8	1.10	L6	2.42	W4	0.14	R2	0.05
H3	2.3	L1	2.66	L7	1.21	W5	0.3	T1	41°
H4	0.23	L2	2.44	L8	9.09	W6	0.42	T2	40°
H5	1.89	L3	3.06	W1	5.9	W7	0.34		
H6	0.53	L4	0.29	W2	1.02	W8	0.31		

Todas las dimensiones están en milímetros a menos que se indique otra.

4.3.1. Experimento para la caracterización del sustrato

Para determinar la tangente de pérdida del sustrato, se montaron dos líneas de microcinta de diferentes longitudes (40 y 50 mm) como se muestra en la Figura 4.6a. Las líneas de microcinta se fabricaron utilizando una máquina láser LPKF ProtoLaser S, las pérdidas por retorno y por inserción se midieron con un analizador de redes Agilent PNA E8364C.

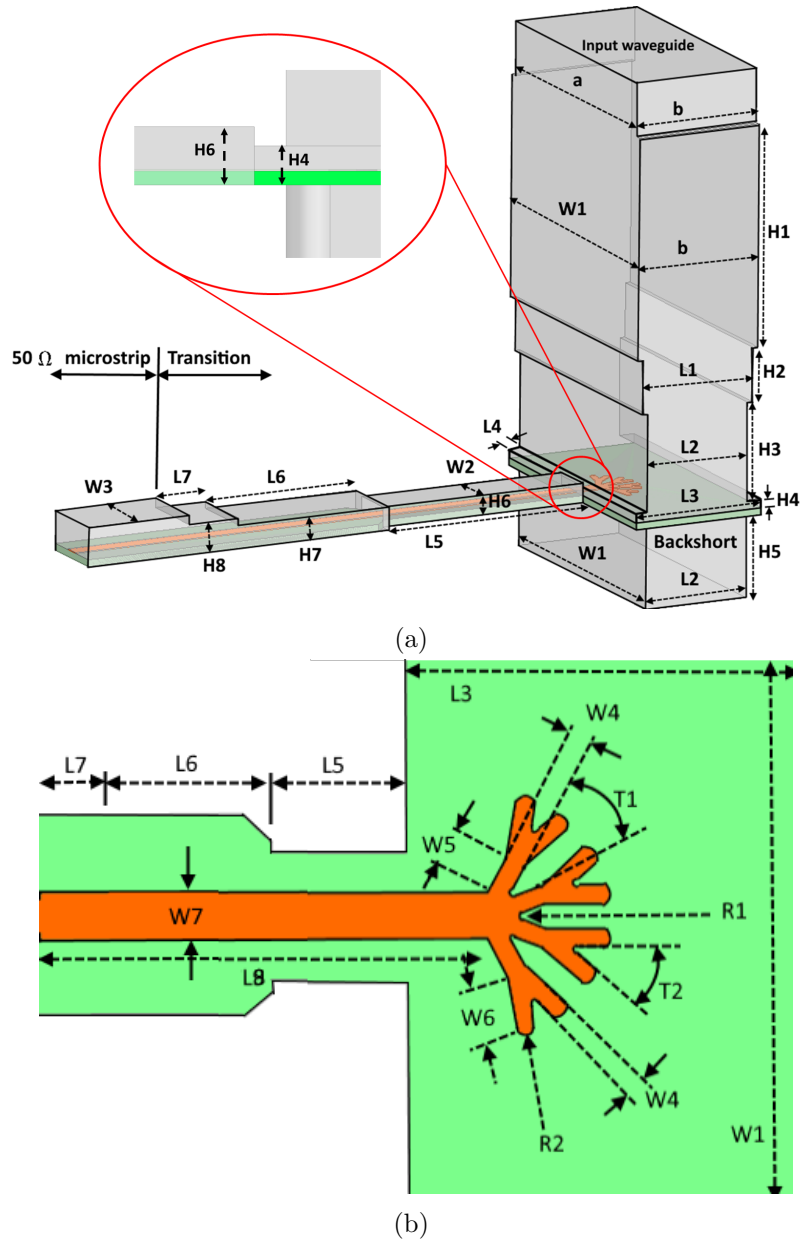


Figura 4.4: (a) Vista tridimensional de la estructura. El círculo rojo muestra la unión de las dos secciones de guía de onda H4 y H6. (b) Sustrato, línea conductora y antena dendrítica.

4.3.2. Construcción de la transición

Para validar experimentalmente los resultados de la simulación, se fabricaron dos transiciones idénticas enfrentadas entre sí a manera de espejo¹¹, como se muestra en los paneles b y c de la Figura 4.6. La caracterización se realizó con el mismo instrumento ya mencionado y se utilizó un kit de calibración Agilent TRL 11644A.

¹¹ Back-to-back por su palabra en inglés

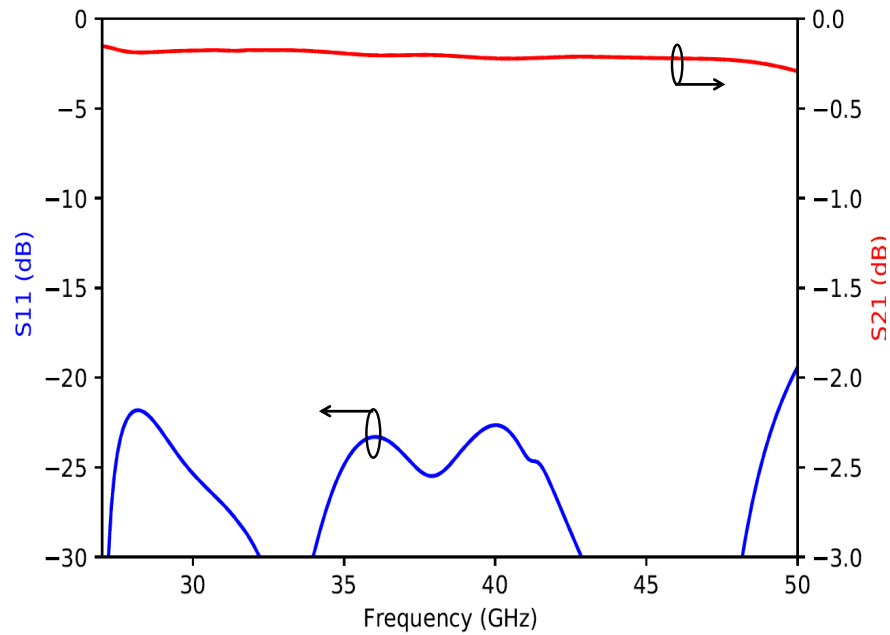


Figura 4.5: Parámetros de dispersión simulados de la transición de banda Q. El sustrato dieléctrico utilizado en las simulaciones fue RT/Duriod 6002 con valores nominales de permitividad relativa (2,94) y tangente de pérdida (0,0012) proporcionados por el fabricante. Las pérdidas por inserción máximas son de 0,31 dB y las pérdidas por retorno son mejores que -20 dB en el rango de frecuencia de 27 a 50 GHz.

4.4. Resultados y discusión

4.4.1. Caracterización del sustrato

Respecto a la caracterización de sustrato, a partir de las medidas de las dos líneas de microcinta (40 y 50 mm), descontando las pérdidas de los conectores y considerando una permitividad eléctrica relativa constante de 2.94. Se calculó una tangente de pérdida de 0.01626 ± 0.0020 , que es un orden de magnitud mayor que la reportada en la hoja de datos del sustrato. Aunque el proceso de fabricación parece haber alterado las propiedades del sustrato, se necesitan más estudios para encontrar la causa precisa de esta diferencia. Actualmente se encuentran bajo revisión los parámetros de calibración de la LPKF láser con el fin de encontrar los parámetros adecuados que permitan que el sustrato no sufra degradación durante el proceso de fabricación.

4.4.2. Medición de la transición

Respecto de los resultados medidos, la línea continua de la Figura 4.7 muestra los resultados medidos de los parámetros de dispersión para la transición enfrentada en banda Q. Las pérdidas por inserción máximas son de 3,2 dB y las pérdidas por retorno correspondiente son mejores que 20 dB entre 28,5 y 49,1 GHz con un ancho de banda fraccional de 53%. Es importante señalar que las pérdidas por inserción medidas son mayores que las esperadas por la simulación para una sola transición utilizando el valor nominal de la tangente de pérdida proporcionado por el fabricante. Por lo tanto, la simulación de la transición enfrentada, se

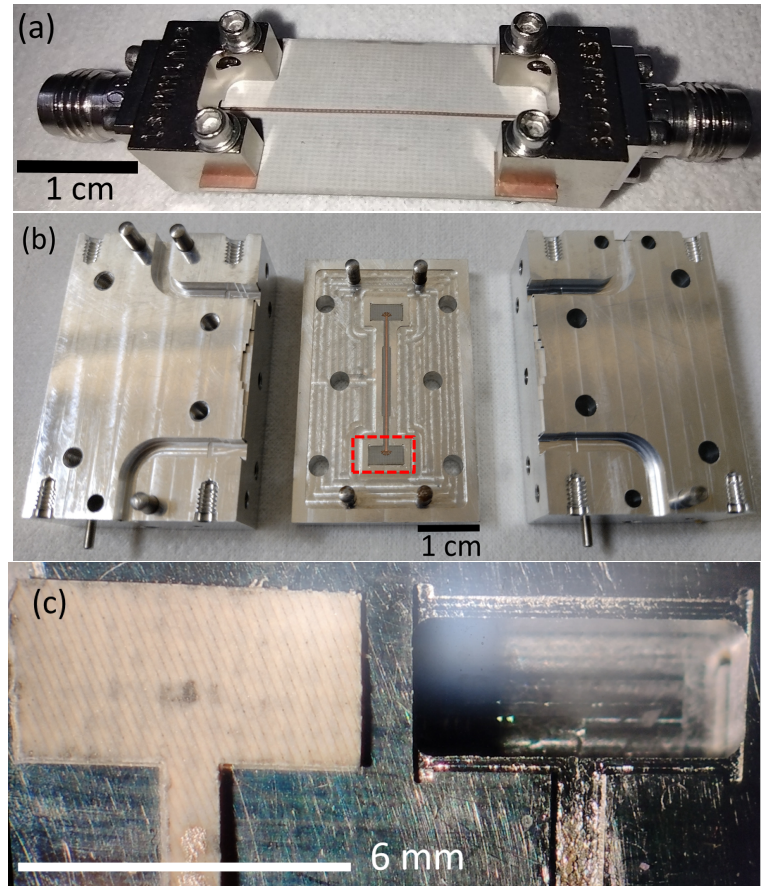


Figura 4.6: (a) Línea de microcinta para caracterización del sustrato. (b) Bloque con las dos transiciones idénticas enfrentadas a manera de espejo. El bloque fue fabricado a partir de tres partes de aluminio, dos de ellas formando la estructura de guía de onda y la tercera conteniendo la PCB junto con la guía en corto. El recuadro rojo indica el área de la foto mostrada en el siguiente panel. (c) Bloque inferior con el sustrato removido para indicar cómo va ubicado. En el ensamblaje final el sustrato es suspendido sobre la cavidad y es adherido al bloque con pintura epóxica conductiva sin ningún alineamiento adicional.

realizó utilizando la tangente de pérdidas medida del experimento con la línea de microcinta. Estos resultados se presentan en las líneas discontinuas de la Figura 4.7. Se aprecia una buena concordancia con las medidas, lo que significa que el exceso de pérdidas por inserción es el resultado del aumento de la tangente de pérdidas efectiva de la estructura. En cuanto a las pérdidas por retorno, las diferencias entre las medidas y la simulación al principio y al final del rango de frecuencia se atribuyen a fallas en el mecanizado y en el proceso de montaje de la PCB en el bloque.

Para descartar el efecto de la línea de microcinta en los resultados, seguimos el mismo método descrito en la literatura [119],[122],[125],[139],[140],[128],[138],[141]. Este método requiere calcular las pérdidas en la microcinta que conecta las dos antenas. A través de simulaciones en HFSS utilizando la tangente de pérdidas medida en el experimento de microcinta, el valor máximo de pérdidas por inserción para la línea de 22 mm se estimó en $\sim 2,6$ dB.

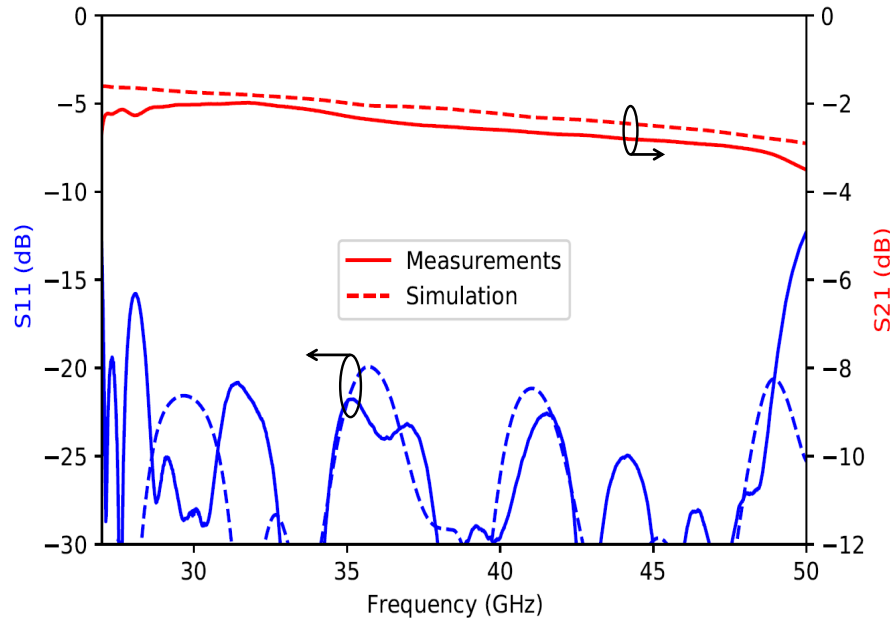


Figura 4.7: Parámetros de dispersión medidos y simulados de la transición enfrentada a manera de espejo. En contraste con las simulaciones presentadas en la Figura 4.5. Estas simulaciones se realizaron utilizando el valor reportado de permitividad (2.94) y el valor para tangente de pérdidas (0.01626) calculado a partir de las mediciones de la línea de microcinta

Usando las pérdidas máximas medidas en la transición (L_b), las pérdidas simuladas máximas de la microcinta de 22 mm (L_m) y considerando la simetría, las pérdidas máximas para una transición simple son $(L_b - L_m)/2 = (3.2 \text{ dB} - 2.6 \text{ dB})/2 = 0.3 \text{ dB}$, lo que concuerda con el valor de las simulaciones. Finalmente, en la Tabla 4.2 se compara el desempeño de la transición presentada en este trabajo con otras transiciones de guía de onda a línea de microcinta en diferentes rangos de frecuencia. Además en la Figura 4.8 se muestra la comparación con otras transiciones respecto pérdidas por retorno, atenuación $[1 - (P.R)^2 - (P.I)^2]$ en función del ancho de banda fraccional y las ventajas de la transición propuesta son evidentes.

4.5. Comentarios finales

Aquí se presentó el diseño simulación y medición de una transición de ultra ancho de banda de guía de onda a línea de microcinta con impedancia estándar de 50Ω . El diseño fue implementado usando una guía de onda estándar WR-22, logrando un ancho de banda fraccional de 53 %, significativamente más grande que la cobertura estándar de la guía de 40 % (33-50 GHz). Es importante mencionar que éste exceso de ancho de banda fue logrado sin excitar ningún otro modo de orden superior, obteniendo excelentes reflexiones en el ancho de banda donde solo el modo fundamental se propaga. La transición presenta una estructura única que permite incrementar especialmente en el límite bajo del ancho de banda donde las reflexiones producidas por la región de corte natural de la guía son significativas. El diseño propuesto fue comparado con otros trabajos presentando el ancho de banda fraccional más grande con bajas pérdidas por retorno, haciéndola ideal para aplicaciones donde el ajuste de los componentes es importante, como en radioastronomía. Además, la salida de la microcinta

Tabla 4.2: Comparación entre éste trabajo con otras transiciones reportadas (P.R: Pérdidas por retorno, P.I: Pérdidas por inserción, P.T: Pérdidas totales , AT: Atenuación)

Ref.	Freq (GHz)	Type	FBW(%)	P.R (dB)	P.I (dB)	AT (dB)
[142]	26-40	Alineada plano-H	42.5	≤ -10	< 0.33	-20.32
[119]	31-48	Alineada plano-E	44	≤ -10	< 1.7	-6.29
[139]	27-39	Alineada plano-E	35	≤ -15	< 0.5	-15.86
[140]	40-48	Alineada plano-E	18	≤ -16	< 0.5	-15.84
[125]	33-50	Plano-E	40	≤ -10	< 0.36	-19.46
[141]	37-50	Plano-E	29.5	≤ -15	< 0.25	-22.27
[122]	40-50	Transversal	20	≤ -10	< 0.15	-28.69
[143]	49-77	Transversal	45.5	≤ -12	< 0.5	-16.01
[138]	40-50	Transversal	10	≤ -15	< 0.3	-20.55
[144]	26-28	Transversal	13	≤ -15	< 0.2	-24.41
[145]	26-31	Transversal	16	≤ -15	< 0.8	-11.80
[128]	27-37	Transversal	31	≤ -20	< 0.2	-24.31
[130]	26-40	Transversal	41.3	≤ -20	< 0.15	-27.08
[146]	38-40	Transversal	5	≤ -21.8	< 0.58	-14.50
This work	28-49	Transversal	53	≤ -20	< 0.3	-20.48

en 50Ω permite la integración con otros componentes tales como circuitos integrados de microondas, haciéndola ideal para aplicaciones donde mezcladores de ultra ancho de banda y amplificadores de bajo ruido son usados.

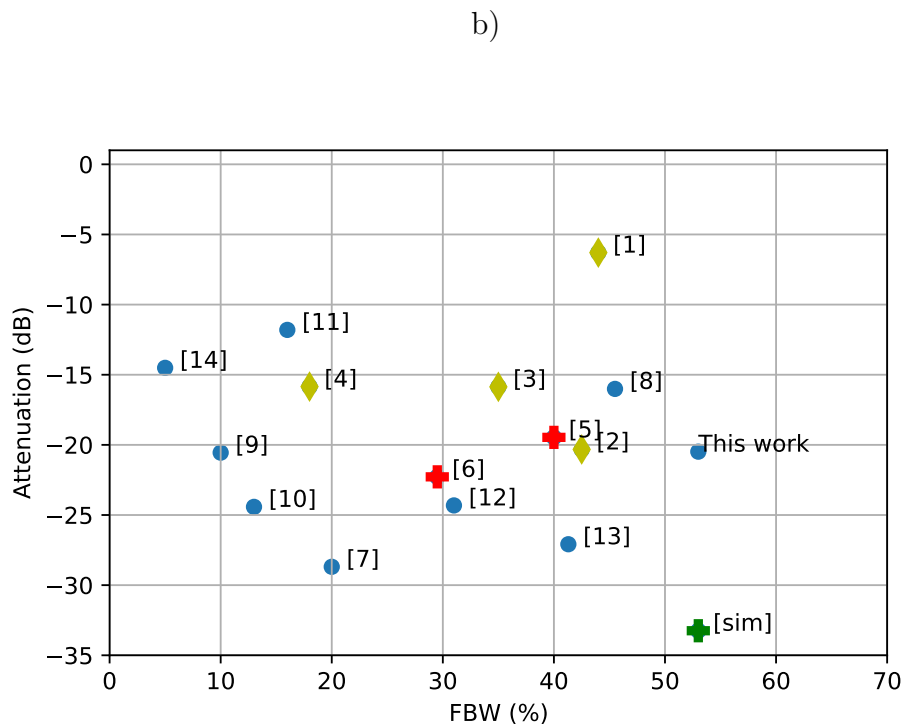
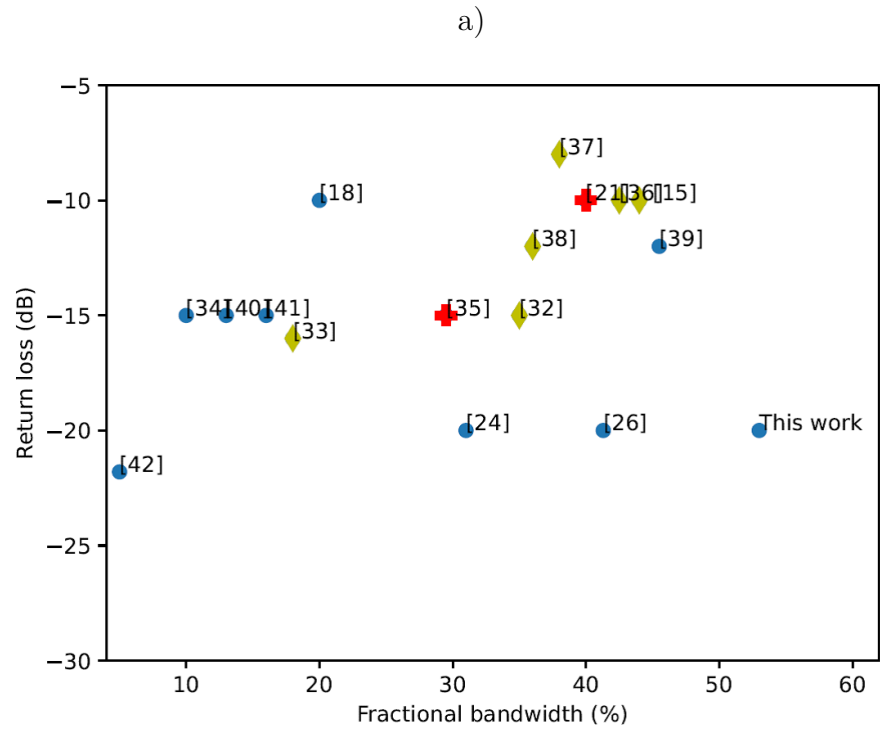


Figura 4.8: Representación gráfica de la Tabla 4.2. Cada marcador representa un tipo diferente de transición. Los diamantes son para alineadas, las cruces rojas para Plano-E y los puntos para el tipo Transversal de acuerdo con la tabla. a) Pérdidas por reflexión vs ancho de banda fraccional. b) Atenuación vs ancho de banda fraccional. La etiqueta [sim] representa el valor que se podría obtener si el sustrato no estuviera degradado por el proceso de fabricación. Se puede ver el excelente desempeño de la transición presentada aquí aun con la degradación del sustrato.

Capítulo 5

Aplicación del receptor de banda W extendida en el SMWT

5.1. Introducción

El Telescopio de Ondas Milimétricas del Sur (Southern Millimeter Wave Telescope) fue construido en 1983 por la Universidad de Columbia en Estados Unidos e instalado en Cerro Tololo, Chile con el objetivo de observar transiciones rotacionales del monóxido de carbono en ^{12}CO (115.3 GHz) y ^{13}CO (110.2 GHz). Con su utilización se ha conseguido obtener el mapeo completo de nuestra galaxia en la línea CO entre otros logros [1], [6], [147]. Luego de unos varios años de exitoso funcionamiento fue trasladado al Observatorio Astronómico Nacional en Cerro Calán en Santiago de Chile. Desde entonces se usa para propósitos de enseñanza e investigación.

La configuración de la óptica del SMWT es tipo Cassegrain, con un reflector primario parabólico de 1.2 m hecho de aluminio. Tiene una razón $f/D = 3.81$ y con una imperfección de superficie mejor que $\lambda/100$ a 2.6 mm. El secundario, por otro lado, es hiperbólico de aluminio de 17.74 cm. El telescopio tiene un haz de 8.8 minutos de arco a 3 dB en 115.3 GHz con lóbulos secundarios bajo 18 dB del lóbulo principal. La distancia del punto focal al hiperboloide es de 45 cm de tal forma que el punto focal del sistema está en el vértice del reflector primario. Las características de los reflectores se encuentran descritas en la Tabla 5.1. La Figura 5.1 muestra una vista lateral del radiotelescopio. La antena está sostenida por una estructura en forma de horqueta, que a su vez reposa sobre un motor para el movimiento en el plano de azimut. La elevación es dada por otro motor que reposa en uno de los brazos de la horqueta.

5.2. Evolución de mejoras en los últimos 10 años

Durante el 2010 el SMWT fué reinstalado en el observatorio astronómico Cerro Calán. La instalación y puesta en marcha se presenta en [149]. En éste trabajo se detallan las pruebas realizadas al radiotelescopio y a los distintos componentes como el sistema motriz, el receptor, los bancos de filtros y los espectrómetros. Durante esta etapa se revisaron las diferentes calibraciones y el apuntamiento de la antena. Finalmente, se tomaron espectros de prueba para ^{12}CO y se compararon con otros tomados en Cerro Tololo para verificar el buen funcionamiento del telescopio. Luego, en el 2013 se realizó el diseño y construcción de un espectrómetro separador de banda digital para el SMWT [150]. Se presentó el diseño y

Tabla 5.1: Características de los reflectores actuales del SMWT

Parámetro	Valor (cm)
Diámetro Primario	121.92
Diámetro Secundario	17.78
Foco Primario	45.72
Foco Secundario	35.56
Diámetro Apertura	15.24
Razón f/D	0.375

la implementación de un espectrómetro de transformada rápida de Fourier con separación de banda lateral digital y un híbrido digital implementado en FPGA que permite mejorar dramáticamente el rechazo de banda lateral del receptor original. En el 2014 se realizó la caracterización del patrón de radiación del SMWT de forma teórica y experimental [148]. Se obtuvo el ancho del haz de media potencia y la potencia de los primeros lóbulos laterales. Se estudió la eficiencia del haz y finalmente se validaron los resultados mediante estudios teóricos. Finalmente en el 2015 se implementó un receptor 2SB para el SMWT [71], para reemplazar la configuración de doble banda lateral del receptor original. Este nuevo receptor permitió disminuir la temperatura de ruido de receptor de 380 a 300 K.

5.3. Estado Actual del radiotelescopio

Al momento de la escritura de esta tesis, la arquitectura del Front-end y Back-end del SMWT es como se muestra en la Figura 5.2. El procesamiento de la señal comienza cuando la antena parabólica envía la señal RF hacia la antena tipo bocina. Luego, la señal pasa por una ventana de vacío y es enviada hacia el interior del criostato donde se encuentra el receptor. Una vez ahí, la señal RF entra al amplificador LNA tipo HEMT (High Electron Mobility Transistor) y pasa al aislador para evitar la formación de ondas estacionarias y el posible daño del amplificador. En la siguiente etapa, la señal pasa al híbrido RF que la separa por fase, amplitud y envía cada señal a los mezcladores donde, con la señal de LO, se genera la mezcla heterodina. Finalmente, las dos señales IF resultantes salen en cable coaxial semirrígido hacia el back-end donde un híbrido digital genera un desfase cercano a 90 grados sobre cada IF para finalmente enviarlas al espectrómetro.

5.3.1. Front-end

Óptica

Antena tipo bocina

La antena de bocina es cónica corrugada, tiene 13 cm de largo, 2.68 cm de diámetro en la apertura aproximadamente y está compuesta de dos secciones de cobre. La bocina está conectada al receptor por medio de un acoplador de guía de onda que le permite cambiar la señal de guía circular a guía de onda rectangular WR-10 de cobre. Luego, se acopla con una ventana de vacío para entrar hacia el criostato.

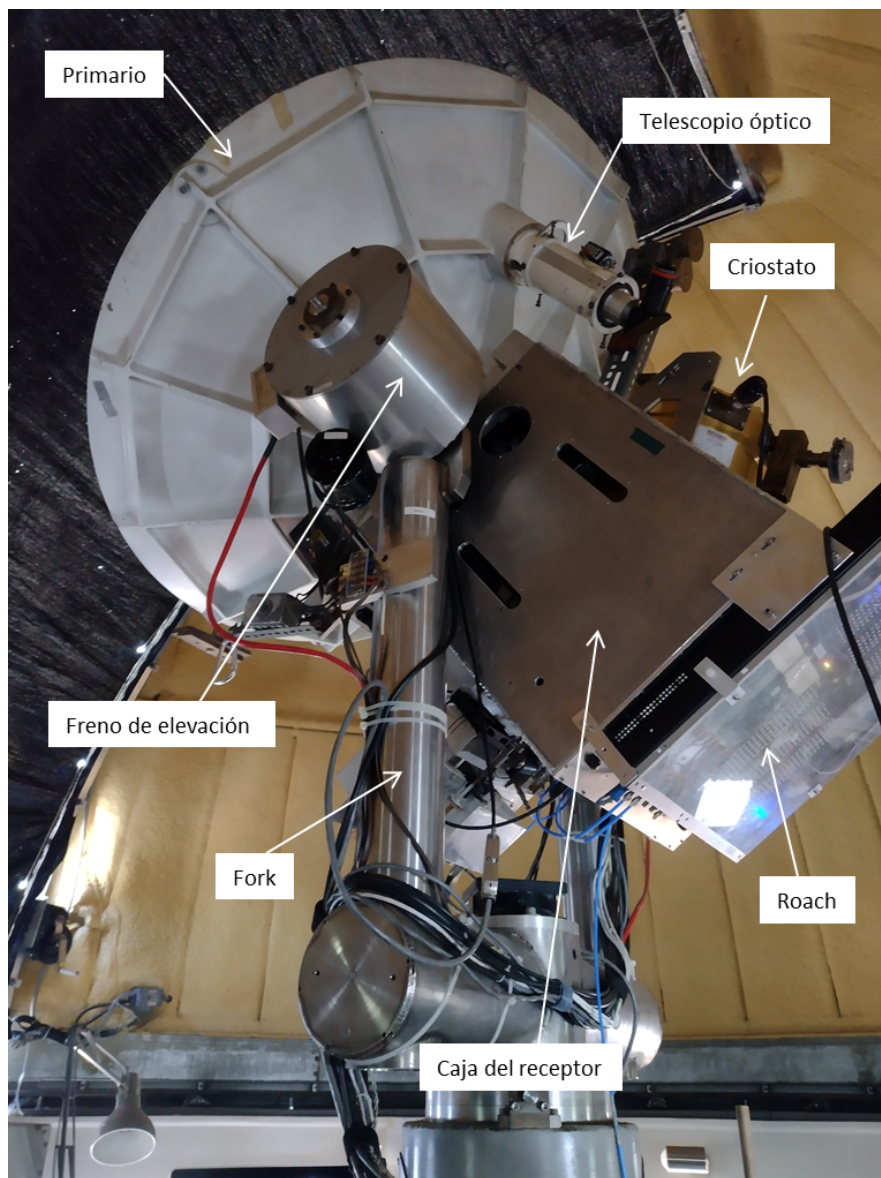


Figura 5.1: Vista lateral del radio telescopio SMWT y algunas de sus partes [148]

Ventana de vacío

La ventana de vacío que consiste de un sustrato de cuarzo con dimensiones de guía de onda estándar WR-10 y un espesor de 1.04 mm. Permite la entrada de la señal RF al receptor y a la primera etapa de amplificación del receptor.

Receptor

El receptor dentro del criostato se muestra en la Figura 5.3. Se ve la cadena de componentes desde el amplificador hasta la salida de las señales IF. La etapa de amplificación está dada por un amplificador de bajo ruido LNA que se encuentra en el interior del criostato y cuya ganancia se mantiene por encima de los 16 dB en todo el rango de frecuencia. El aislador es de banda ancha de la empresa Millitech, es usado para evitar las reflexiones sobre el amplificador

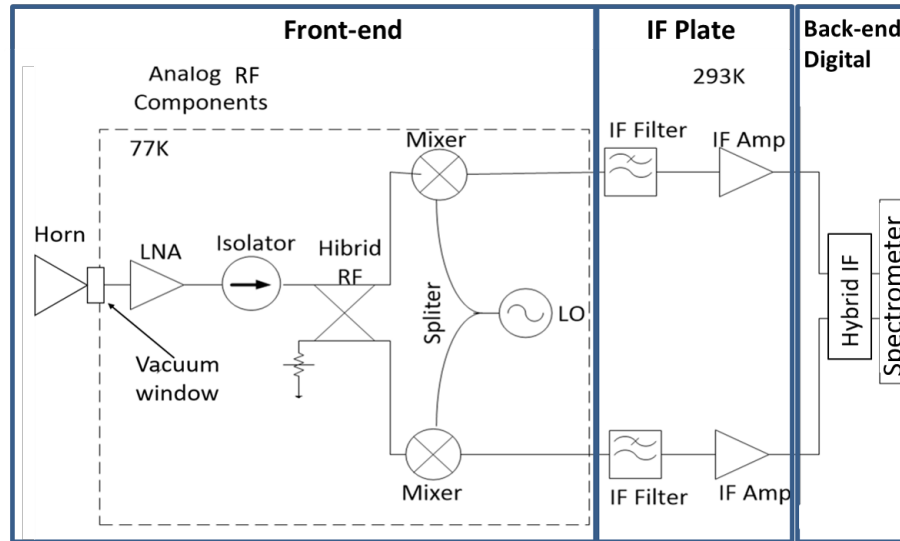


Figura 5.2: Arquitectura actual del Front-end y Back-end del SMWT. La antena tipo bocina envía la señal a través de la ventana de vacío al amplificador y al aislador. Luego es recibida por el híbrido RF de 90° que separa la señal por fase y las envía a la mezcla heterodina. Al salir las dos señales IF se filtran y amplifican para finalmente pasar al procesamiento digital.

provenientes de la guía de onda y del híbrido. Cuando la señal RF sale del aislador entra al híbrido RF. Después de que la señal es dividida por el híbrido RF entra a los mezcladores. Estos mezcladores son sub-armónicos y fueron adquiridos a Virginia Diodes, Inc. (VDI). Son mezcladores de diodo Schottky diseñados para operar entre 75 a 110 GHz que requieren ser enfriados a 77 K.

Sistema LO

La Figura 5.4 muestra el sistema de oscilador local [151]. El bloque consiste de un diseño clásico de oscilador de microondas con lazo retroalimentado. Este diseño está formado, a grandes rasgos, por un oscilador de microondas, un mezclador armónico, un multiplicador, la etapa de amplificación IF y el circuito PLL (Phase Lock Loop). Este oscilador tiene un rango de frecuencia de 40 a 60 GHz que cuenta entre otras cosas con un sistema de control que permite ajustar el tono deseado. La señal RF proveniente del oscilador después de ser multiplicada, pasa por un acoplador direccional que toma una muestra y la envía al mezclador armónico donde se mezcla con señal de referencia de menor frecuencia. El resultado de la mezcla es una señal IF de baja frecuencia (MHz) que pasa al PLL. El divisor de LO se implementó para dividir la señal del LO en dos señales con la misma fase y potencia de tal forma que se puedan enviar a los dos mezcladores.

5.3.2. Back-end

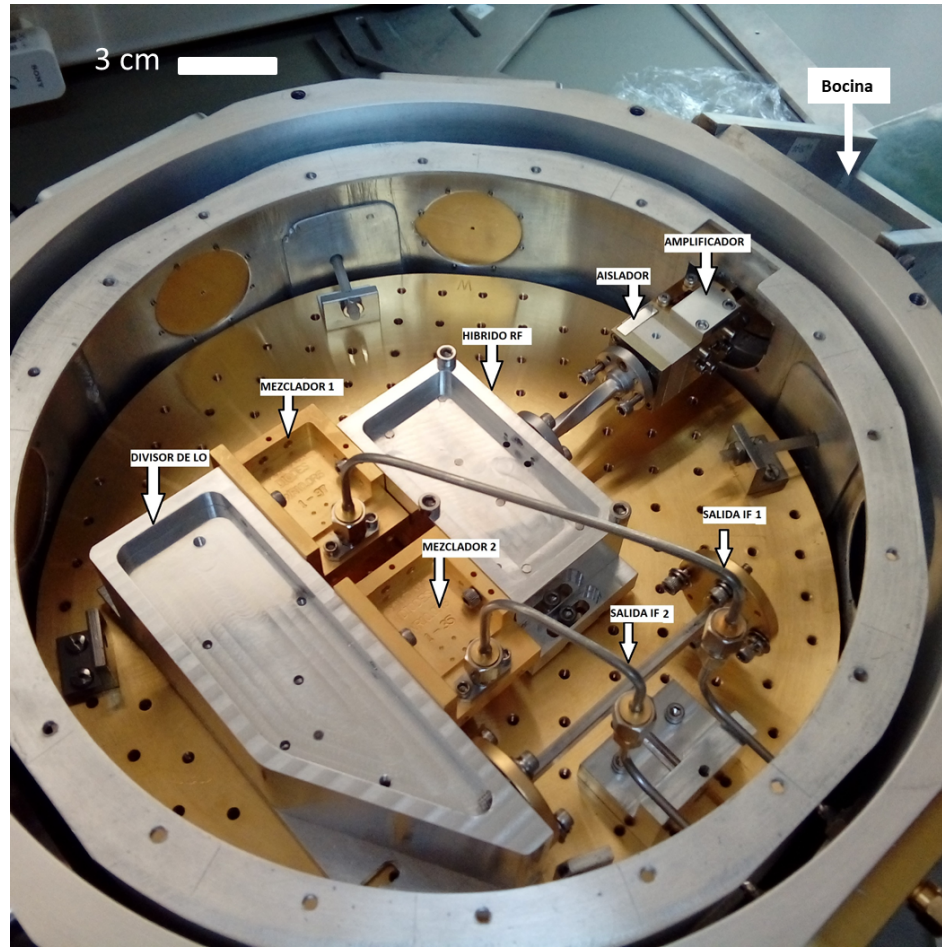


Figura 5.3: Foto del actual receptor del SMWT dentro del criostato, se puede ver la cadena de componentes desde el amplificador hasta la salida de la señal IF

Cadena IF

Las señales IF de los mezcladores son enviadas fuera del criostato a una etapa de filtrado y amplificado. Se obtiene un ancho de banda IF de 10 GHz y una ganancia aproximada de 60 dB.

Procesamiento digital

La IF es enviada al back-end donde está el espectrómetro digital que la procesa. El back-end está compuesto de un híbrido y un espectrómetro digitales programados en un sistema ROACH (Reconfigurable Open Architecture Computing Hardware). El espectrómetro digital cuenta con 1024 canales y 500 MHz de ancho de banda. Con la implementación de este espectrómetro y del híbrido digital es posible compensar todos los desbalances producidos por el híbrido y mezcladores de RF produciendo altas razones de rechazo de banda [152].

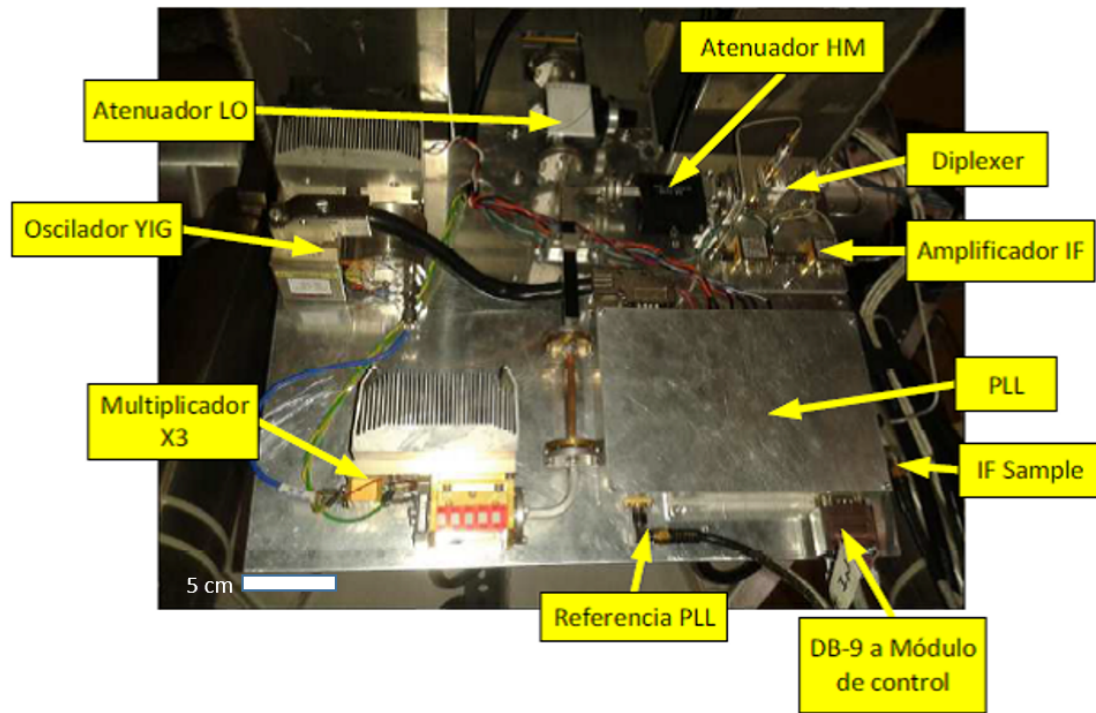


Figura 5.4: Placa del Oscilador Local actual del SMWT ensamblada [151].

5.3.3. Estimación de la temperatura de ruido equivalente del receptor

El cálculo de la temperatura de ruido equivalente se realizó tomando los siguientes componentes, mostrados en la Figura 5.5, conectados en cascada a una temperatura física de 77 K:

1. Antena de bocina (temperatura de ruido equivalente y ganancia reportados [153]).
2. Ventana de cuarzo (parámetros S medidos en laboratorio).
3. Guía de onda de cobre con dorado interior (reportados [154]).
4. Amplificador W7 (datos de ganancia y temperatura de ruido equivalente medidos en el laboratorio y extraídos de reporte interno).
5. Aislador (tomados de la hoja de datos).
6. Guía de cobre twist (parámetros S simulados en HFSS).
7. Híbrido RF (parámetros S reportados en [71]).
8. Mezcladores (ganancia y pérdidas por conversión tomadas de hoja de datos).

Los resultados del cálculo de temperatura de ruido equivalente para cada componente por separado son mostrados en la Figura 5.6. La ganancia de cada componente se muestra en la Figura 5.7. Como se puede notar, el componente que más ruido introduce en el receptor es el

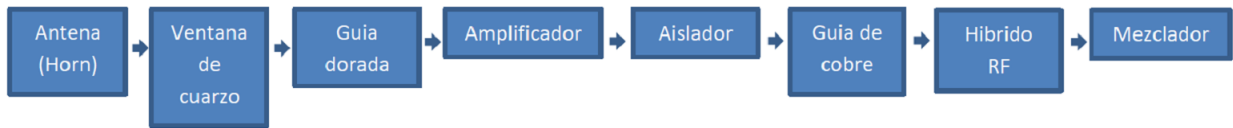


Figura 5.5: Esquema de los elementos conectados en cascada que forman el receptor actual del SMWT.

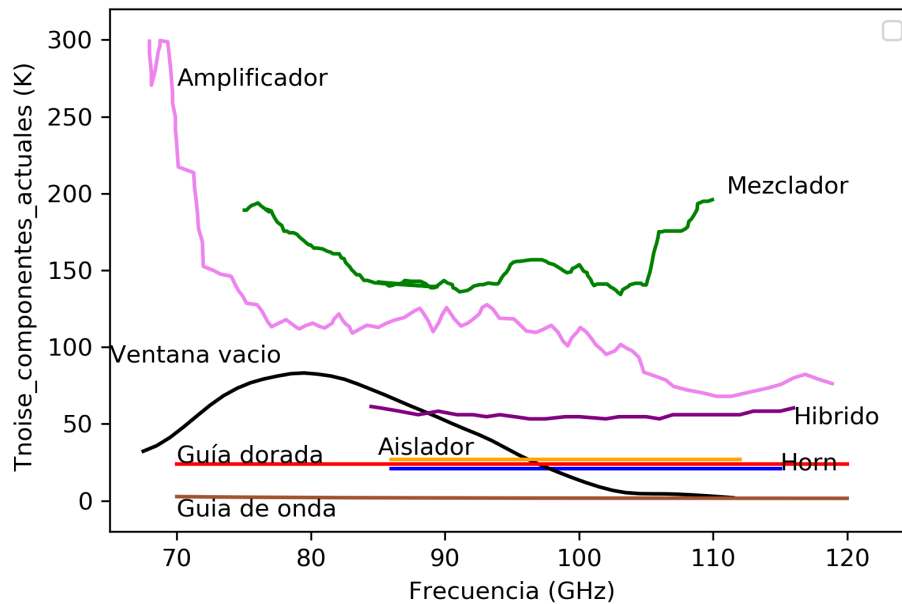


Figura 5.6: Temperatura de ruido equivalente de cada componente del receptor actual del SMWT a temperatura física de 77 K.

amplificador seguido de la ventana de cuarzo y la guía de onda, ya que el ruido de los otros componentes después del amplificador, dada la ecuación de Friis, es casi anulado debido a la ganancia del amplificador.

A partir de las temperaturas de ruido, la ganancia de cada componente conectado en cascada y usando la ecuación de Friis se calculó un aproximado de la temperatura de ruido de receptor en función de la frecuencia (ver figura 5.8). Se escogieron 5 puntos dentro del rango de operación receptor del SMWT. Como se puede ver la temperatura de ruido del receptor (en SSB) es mucho mayor a frecuencias bajas. Esto es debido a la presencia de la ventana de cuarzo, ya que es el componente con mayor temperatura de ruido que se encuentra antes del amplificador y que funciona bien solo a frecuencias mayores a 100 GHz. El estimado de temperatura de ruido muestra un comportamiento similar a las mediciones tomadas en hot-cold test para observaciones en HCN (88.6 GHz) y en ^{12}CO (115.2 GHz). Se puede concluir que la gran diferencia de temperatura de receptor entre los extremos del rango de frecuencia es debido al mal funcionamiento de la ventana de vacío a bajas frecuencias. Para solucionar éste problema el nuevo receptor propuesto en esta tesis utilizará una nueva óptica.

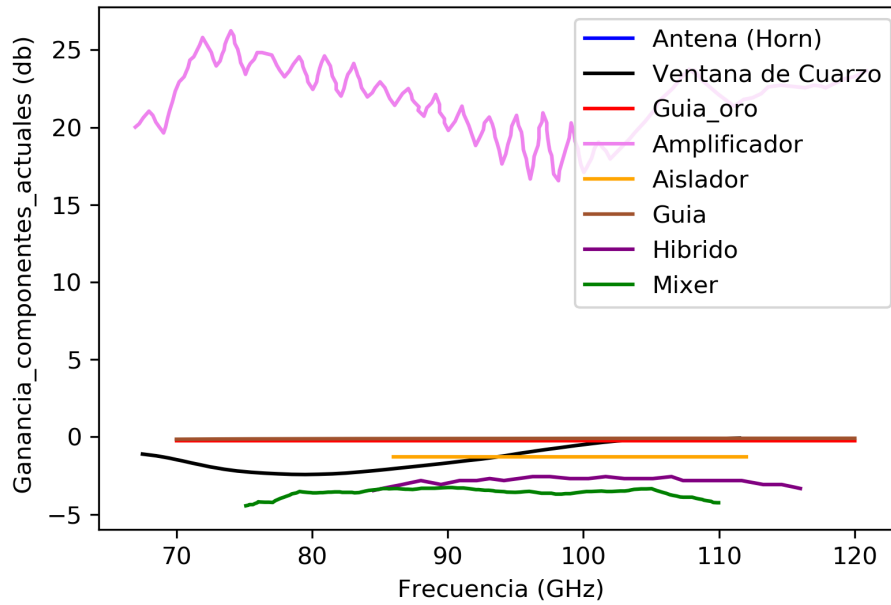


Figura 5.7: Ganancia en función de la frecuencia de los componentes que forman el receptor actual del SMWT.

5.3.4. Trabajo observacional

Entender las bases físicas de los procesos de formación estelar sigue siendo un tema de interés en la comunidad científica. En la actualidad se ha mostrado que existe una relación cercana entre las acumulaciones de gas denso y la formación de estrellas [155]. La emisión de moléculas de HCN y la emisión en infrarrojo lejano se usan actualmente como trazadores de gases densos de formación estelar. Por lo anterior, es vital importancia las observaciones sistemáticas en HCN de nubes moleculares galácticas.

Mapa de calibración

Para mostrar el desempeño actual del SMWT a bajas frecuencias se realizó una pequeña campaña de observación. Se elaboró un mapa de 5x5 espectros en HCN (88.6 GHz) en la nube molecular G331.5 (Figura 5.9) de la cual ya se tenía información espectral por lo que sirvió como referencia. Las observaciones se realizaron con los debidos procesos de calibración diarios mostrados en apéndice ??.

La Figura 5.10 muestra el resultado de las observaciones. El mapa fue tomado alrededor del centro de la nube molecular en la posición $l=331.5$, $b=-0.125$. Cada espectro es resultado del promedio de 6 espectros de 10 min de tiempo de integración para cada uno para una sensibilidad de 0.1 K rms. El ancho del canal espectral usado fue de 0.125 MHz. La Figura 5.11 muestra el espectro promediado de los 25 espectros del mapa. El tiempo de integración total fué cercano a 25 horas, con una temperatura de receptor promedio de 280 K. Evidenciando que con el receptor actual, realizar observaciones a frecuencias bajas requiere de una hora de tiempo de integración por cada espectro del mapa. Esta limitación demuestra la necesidad

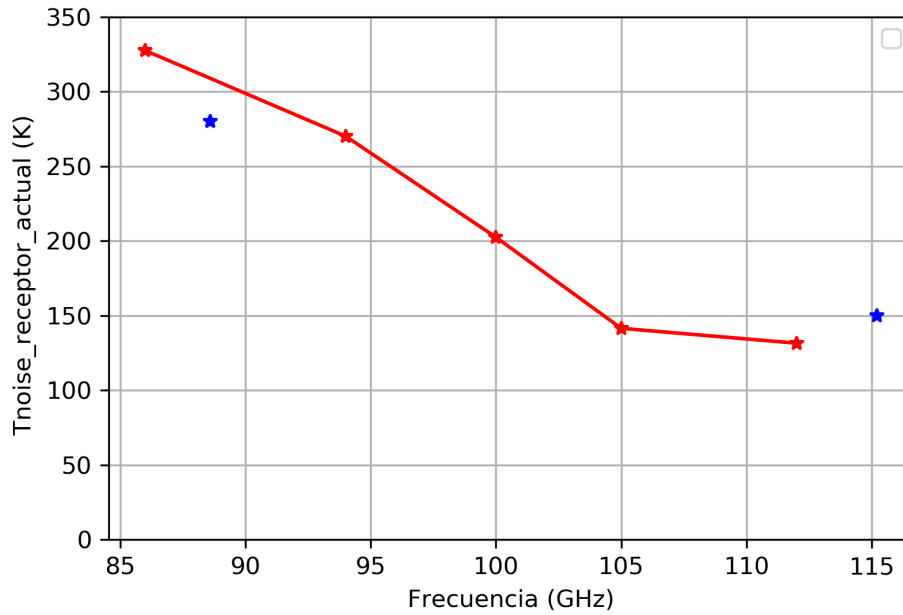


Figura 5.8: Estimación y medición de la temperatura de ruido equivalente de receptor en función de la frecuencia para todas las componentes del SMWT conectadas en cadena a temperatura física de 77 K. La curva representa la estimación y los dos puntos representan las mediciones en hot-cold test a dos diferentes frecuencias.

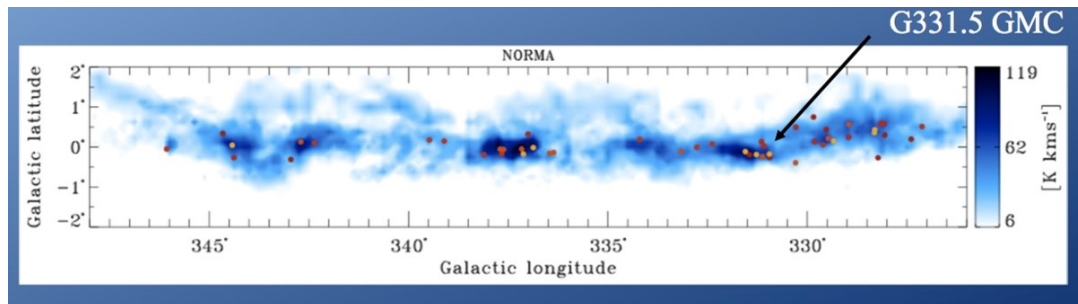


Figura 5.9: Posición de la nube molecular G331.5

de mejorar el receptor para disminuir su temperatura de ruido y en consecuencia, el tiempo de integración.

5.4. Motivación científica y técnica para la actualización del receptor

El mapeo de moléculas trazadoras de gases densos es de vital importancia para conocer la distribución de regiones de formación estelar en galaxias [155]. En la actualidad hay falta de mapas de radiotelescopios con receptores heterodinos a algunas frecuencias, entre ellas

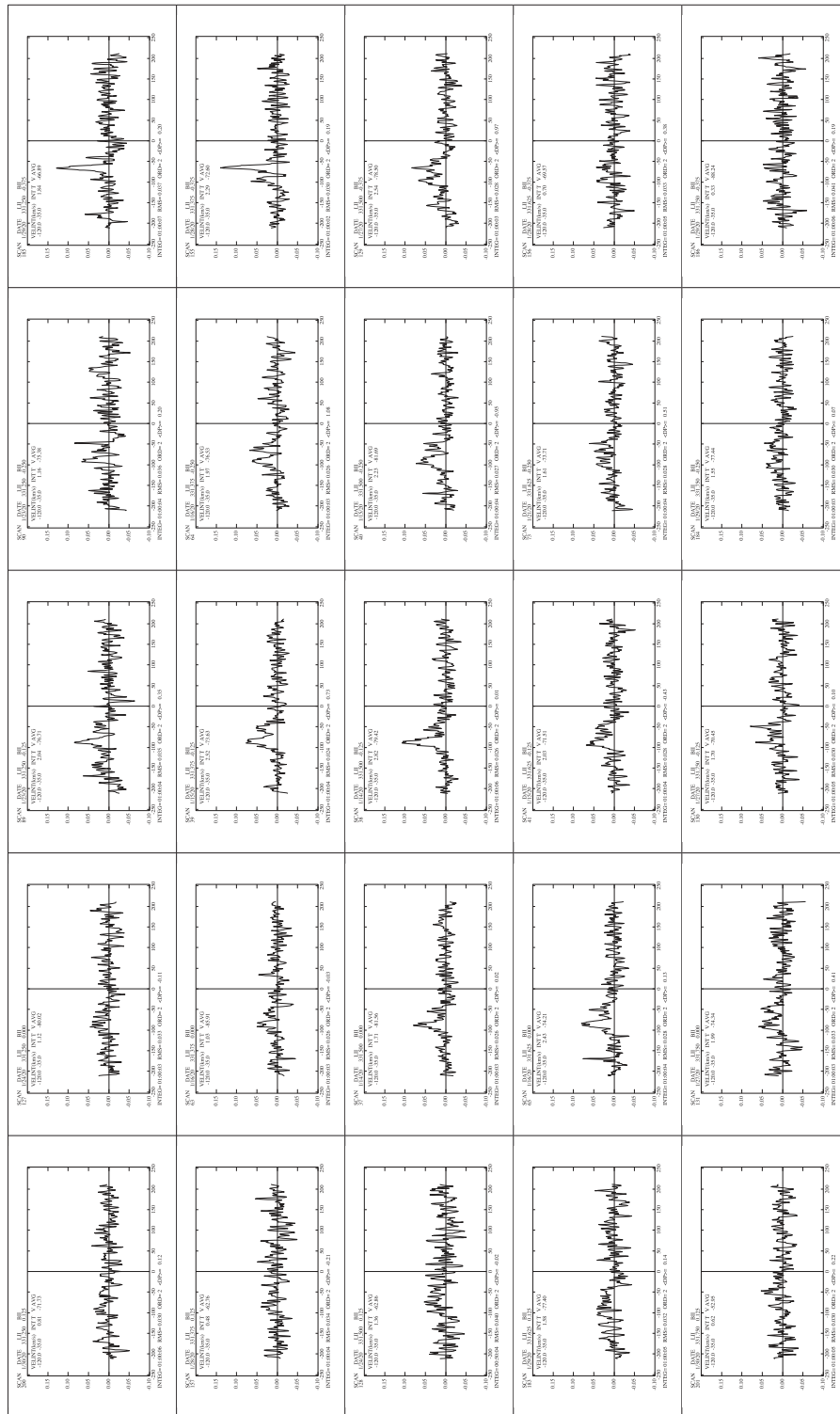


Figura 5.10: Mapa de 5x5 espectros de 60 min cada uno de la molécula HCN para la nube molecular gigante G331.5-0.125 a un tamaño de haz aproximado de 11.8 min de arco

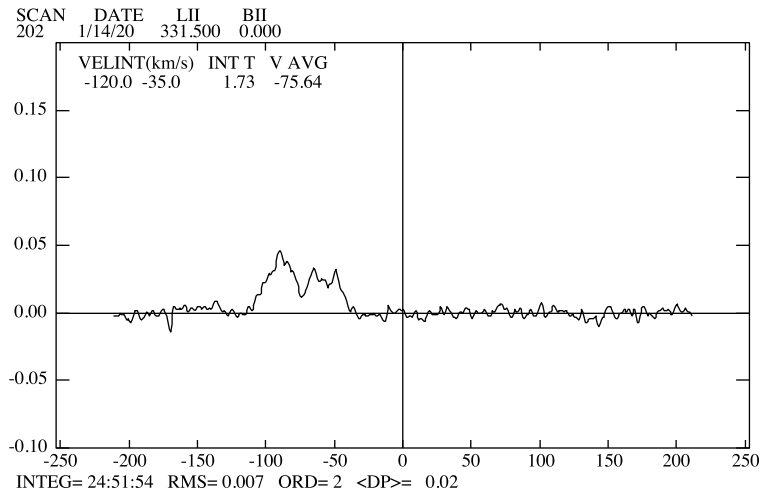


Figura 5.11: Espectro promediado de 25 espectros individuales de 60 min cada uno. Se tomó alrededor de la posición $l=331.5$, $b=-0.125$. Los espectros son de la molécula HCN para la nube molecular G331.5.

115 GHz o 88.6 GHz perteneciente al ^{12}CO y al HCN respectivamente. El SMWT puede ayudar a la realización de mapas en dichas frecuencias si se hacen algunas actualizaciones en la óptica y el receptor. Para la actualización se propuso el proyecto Quimal que fue aprobado por ANID para la actualización del front-end y en el back-end del telescopio. La meta del proyecto es lograr el mapeo de varias líneas espectrales simultáneamente en la banda de 3 mm en el hemisferio sur. Dentro de sus objetivos principales, el proyecto propone el desarrollo de un nuevo receptor de gran ancho de banda (67-116 GHz), separador de banda y de doble polarización que es el motivo del desarrollo de esta tesis.

5.5. Configuración propuesta para el nuevo receptor

La arquitectura propuesta para el nuevo receptor del SMWT se muestra en la Figura 5.12. La bocina, el OMT, las dos etapas de amplificación y los módulos de mezclado fueron descritos en el capítulo 3. La inclusión del OMT en este caso es específicamente para reducir el tiempo de integración del telescopio, ya que al recibir ambas polarizaciones al mismo tiempo el tiempo de observación se reduce a la mitad. Hacer observaciones de fuentes polarizadas no es posible, ya que el tamaño del haz de la antena es mas grande que las fuentes. La lente, la placa IF y el procesamiento digital en Roach son específicos para este caso. Dentro del criostato a 50 K estarán la óptica y las dos etapas de amplificación. El módulo de mezclado, la placa IF y el procesamiento digital actualmente en desarrollo estarán a temperatura ambiente. El desarrollo de la nueva óptica se muestra a continuación.

5.5.1. Óptica

Como se mencionó en la sección 5.3.3 el problema de la óptica actual del SMWT es la ventana de vacío de cuarzo. Esta ventana aumenta excesivamente la temperatura de ruido del receptor a frecuencias bajo 100 GHz. Para solucionar el problema anterior se propone cambiar la óptica actual por una nueva independiente de la frecuencia, compuesta de una

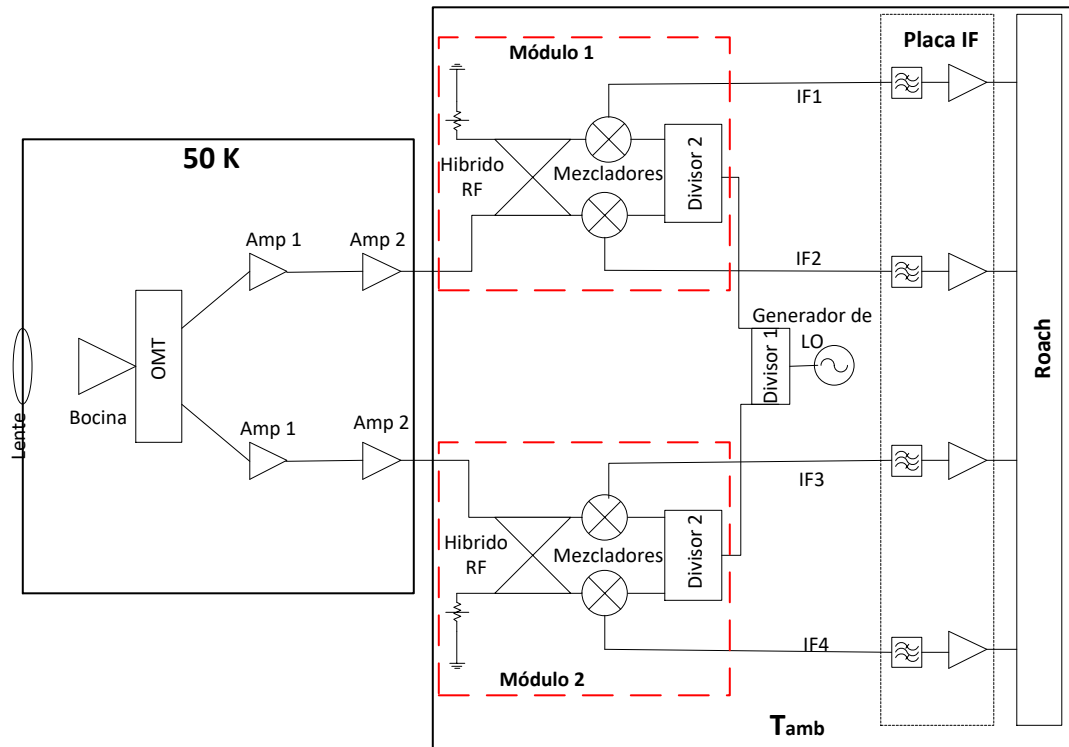


Figura 5.12: Arquitectura del nuevo receptor propuesto para el SMWT. La óptica y las etapas de amplificación estarán a una temperatura de 50 K. Los módulos de mezcla, el sistema de LO, la placa IF y el procesamiento digital que están en desarrollo actualmente estarán a temperatura ambiente.

lente como ventana de vacío seguida de una bocina y un OMT. El detalle de la bocina y el OMT se describieron en el capítulo 3.

Lente

Para el diseño de la lente fue necesario saber primero cómo se propaga el haz del telescopio para frecuencias dentro de la banda W extendida. Partiendo de valores del telescopio como la densidad de potencia relativa (Taper¹² de 12.55 [15]), el foco equivalente y el diámetro del espejo primario se calculó la propagación del haz. Usando la teoría cuasióptica mencionada en la sección 2.2.1 se calculó la propagación del haz desde el espejo secundario hasta el plano focal equivalente (plano de apertura de la bocina actual) para tres frecuencias diferentes como se muestra en la Figura 5.13. Como se puede ver, el haz de 65 GHz no es recibido por la bocina actual.

Usando el mismo procedimiento descrito anteriormente pero usando valores medidos de localización de centro de fase (PCL) y de tamaño de cintura del haz para la bocina de banda W extendida se calculó la propagación del haz. La Figura 5.14 muestra cómo cada haz llega a la apertura de la bocina y encuentra su centro de fase específico.

Teniendo en cuenta que ya se conoce la iluminación del haz gaussiano del telescopio y el

¹² Por su palabra en inglés

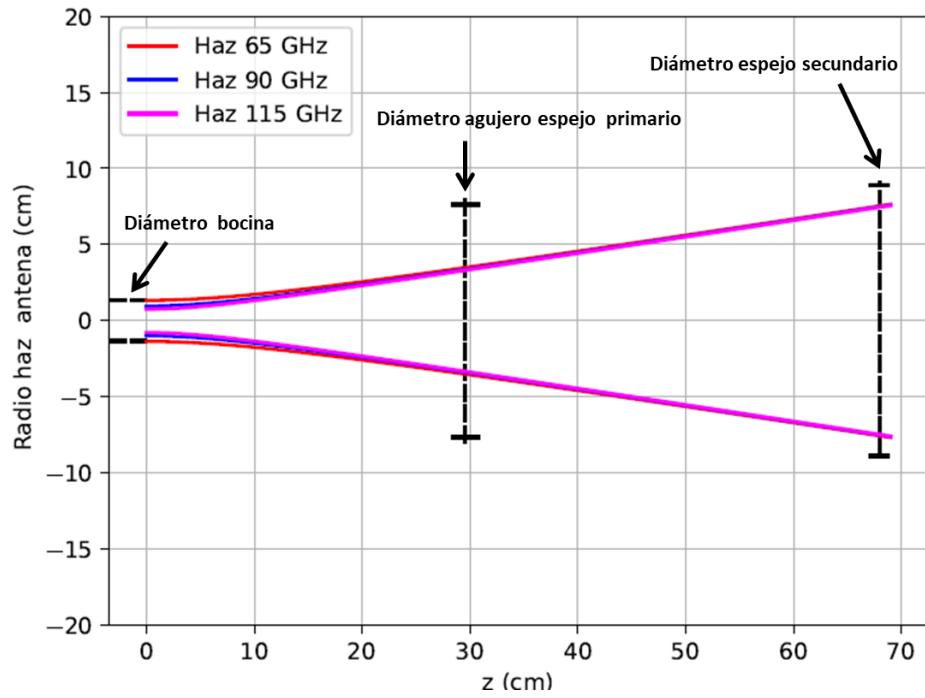


Figura 5.13: Radio del haz en función de la distancia en el eje de propagación. Se ve la propagación del haz del telescopio desde el espejo secundario hasta el plano del foco equivalente (plano de apertura de la bocina actual). El haz pasa a través del agujero del espejo primario “Can”.

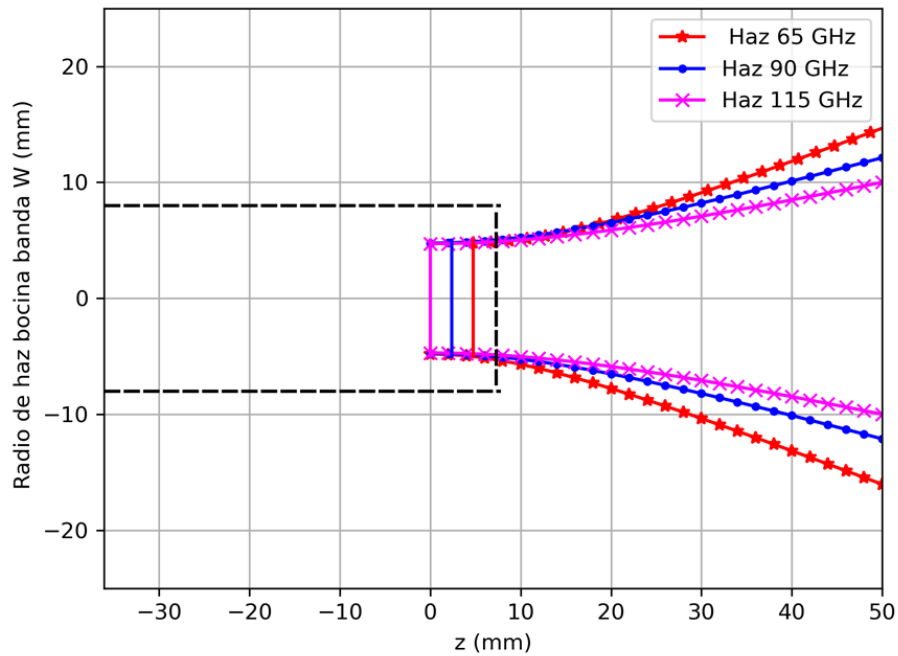


Figura 5.14: Propagación del haz de la bocina de W extendida con la posición del PCL para tres frecuencias. Las líneas discontinuas representan el largo y la apertura de la bocina.

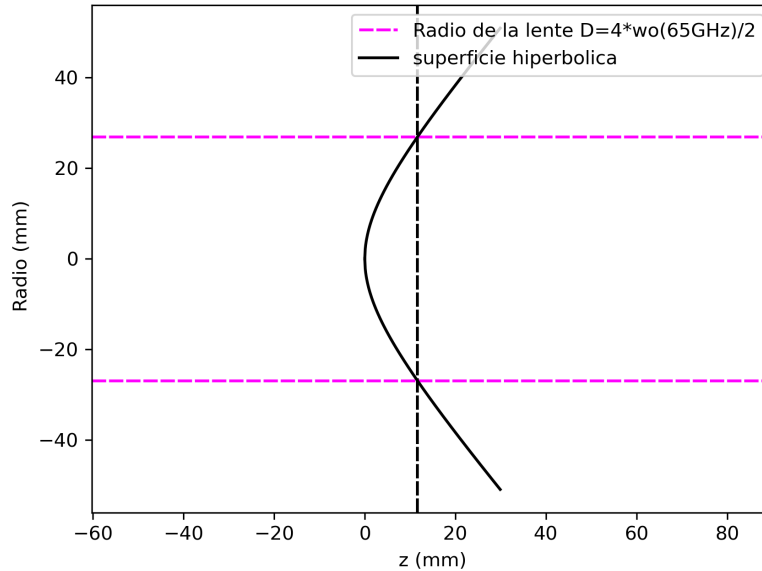


Figura 5.15: Superficie hiperbólica de distancia focal 44.0598.

haz de la nueva bocina (Banda W extendida), se aplicaron las ecuaciones cuasiópticas para la transformación del haz. Dadas algunas consideraciones mecánicas se tomó una distancia de 57 mm entre el plano focal equivalente y el centro de la lente. Con base en los tamaños de cintura del haz entrante y saliente a la frecuencia de diseño (90 GHz) se encontró el valor de 44.0598 mm para la distancia focal de la lente. Usando la ecuación de la superficie hiperbólica, el índice de refracción del HDPE¹³ ($n = 1.53$) y tomando el diámetro para la lente de $D = 4w_{o(65)}$, es decir 4 veces la cintura del haz mas grande, se obtiene la Figura 5.15.

Dado el diámetro de la superficie hiperbólica más una brida de 10 mm para apenar al criostato, se calculó una espesor de placa central de aproximadamente 4 mm que le permite a la lente servir como ventana de vacío. Para disminuir las reflexiones se diseñó una capa antirreflexiva con corrugaciones rectangulares (ver Figura 5.16) el calculo de los valores iniciales de altura de la corrugación, espacio entre corrugaciones y constante de paso se realizó de acuerdo a [17]. La altura de la corrugación (d) se calculó usando $d = \lambda/(4\sqrt{n})$ teniendo en cuenta el caso más sencillo donde la incidencia de la radiación es normal a la superficie de la lente y λ es la frecuencia central de diseño. El ancho de la corrugación (t) fue calculado usando la razón $t = a/p$ con una constante de paso (p) inicial de 1 [12].

Los valores encontrados luego de la optimización son de 0.67 mm para el alto, 0.4 mm de ancho de corrugación y 0.5 mm de espaciado entre corrugaciones. La Figura 5.17 muestra el diseño de la lente con la capa antirreflexión.

¹³ High Density PolyEthylene

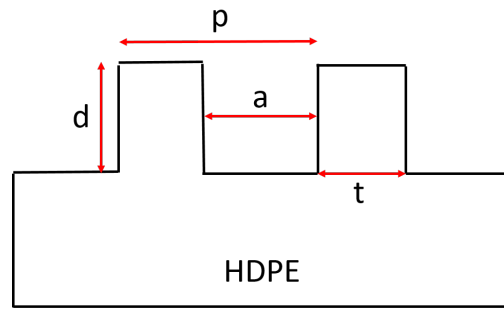


Figura 5.16: Geometría de la sección transversal de la capa antirreflexiva. d representa el alto de la corrugación, a es el espacio entre corrugaciones, t es el ancho de la corrugación y p es la constante de paso.

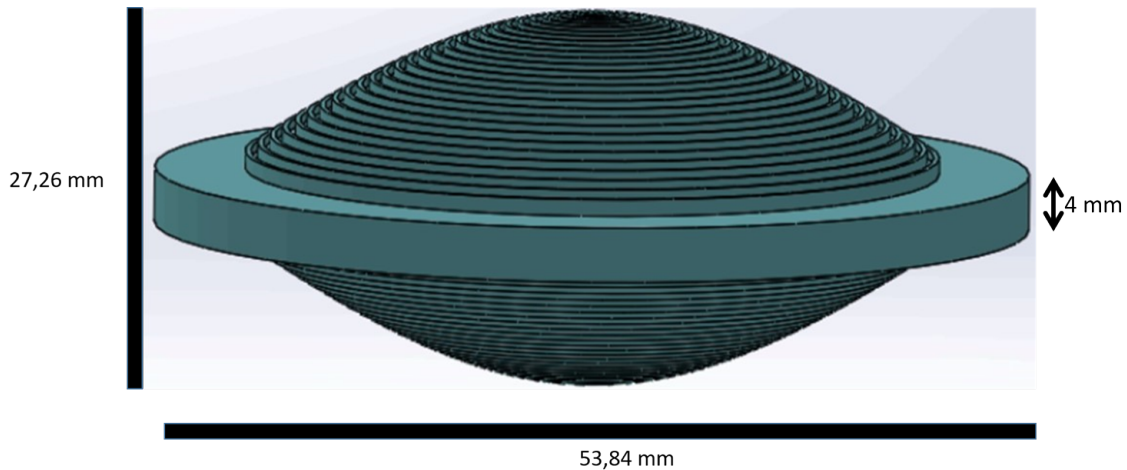


Figura 5.17: Diseño de la lente para el SMWT. El perfil bi-hiperbólico, con una placa central que permitirá mantener el vacío y una capa antirreflexión en forma de corrugaciones circulares concéntricas

Para determinar las pérdidas por reflexión de la lente en la frecuencia de diseño, se usó el software de simulación electromagnética ANSYS HFSS. Se tomó la parte central y más gruesa de la lente insertada en una caja de aire con dimensiones WR-10 cuadrada a manera de guía de onda rellena con puertos en los extremos (ver Figura 5.18). Los resultados simulados de los parámetros S son mostrados en la Figura 5.19. Las reflexiones están bajo -16 dB en la frecuencia de diseño que equivale a 2.5% de pérdidas. Las transmisiones (S_{12}) son de -0.2 dB en la misma frecuencia. Es importante mencionar que los resultados de simulación obtenidos no son exactos, ya que se está tomando solo una pequeña parte central de la lente y no la lente completa dado que para este último caso la exigencia computacional requerida y el tiempo de simulación es muy grande. Los resultados de simulación mostrados aquí son sólo una aproximación de las pérdidas por reflexión cerca de la frecuencia de diseño para valores optimizados de la capa antirreflexión. Comparando los resultados anteriores con la lente sin corrugaciones Figuras 5.20 y 5.21 se puede ver la mejora lograda con la capa antirreflexiva.

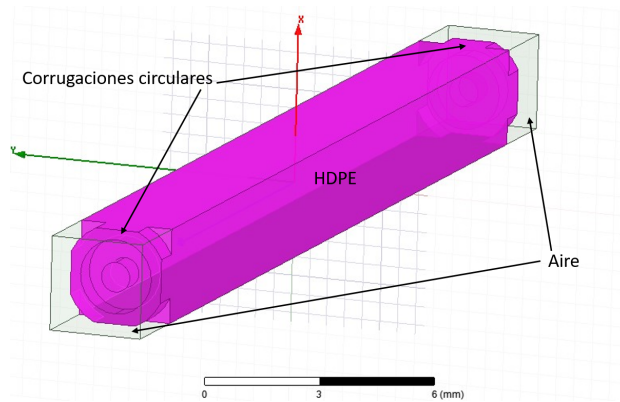


Figura 5.18: Diseño en HFSS de la parte central de la lente en HDPE insertada en una caja de aire del tamaño de una guía de onda WR-10 cuadrada. La parte de la lente muestra corrugaciones circulares concéntricas de la capa antirreflexión.

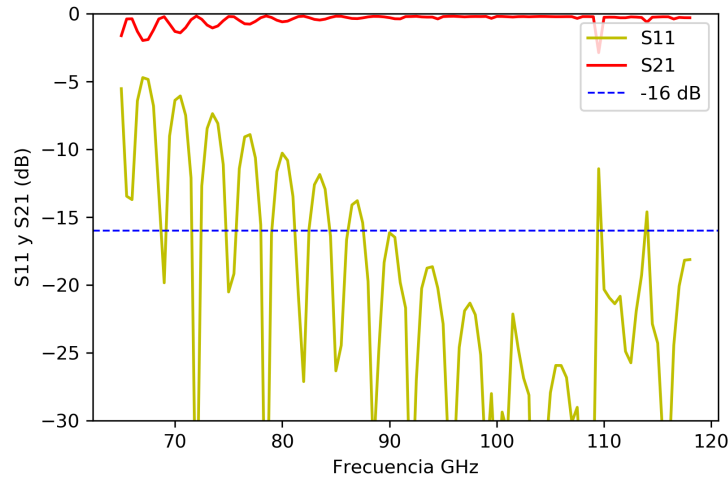


Figura 5.19: Parámetros S_{11} y S_{12} en función de frecuencia. En la frecuencia de diseño (90 GHz) y hasta el final del rango de frecuencia las reflexiones se mantienen bajo -16 dB que sirven como estimación de las pérdidas por reflexión máximas que tendrá la lente para valores optimizados de capa antirreflexión.

Finalmente, la propagación del haz desde el espejo secundario hasta la apertura de la nueva bocina es como se muestra en Figura 5.22. Las pérdidas por dieléctrico calculadas para el espesor máximo de la lente son del 1.7% que sumadas a las pérdidas por reflexión simuladas, producen temperatura de ruido de 12 K aproximadamente para la lente a temperatura ambiente.

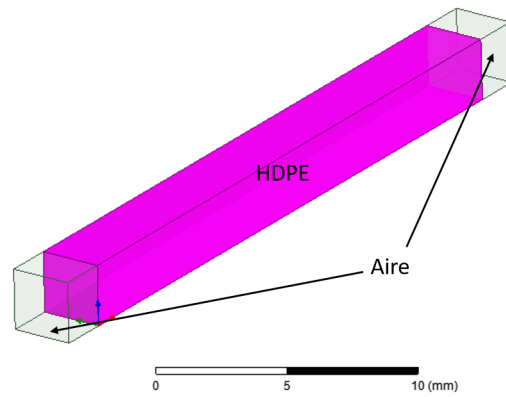


Figura 5.20: Diseño en HFSS de la parte central de la lente en HDPE sin corrugaciones, insertada en una caja de aire del tamaño de una guía de onda WR-10 cuadrada.

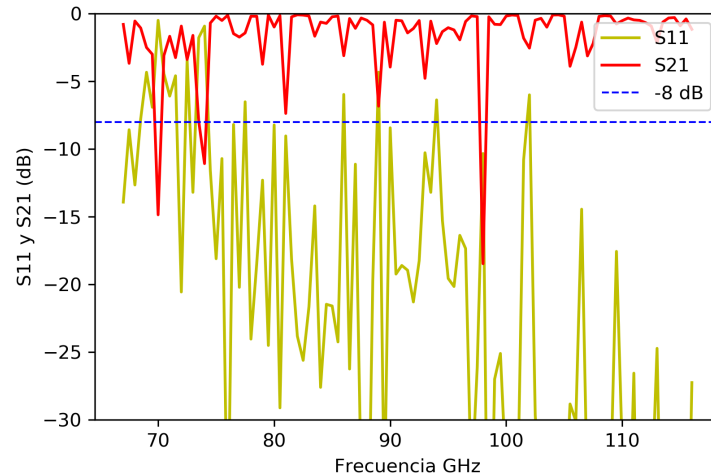


Figura 5.21: Parámetros S_{11} y S_{12} en función de frecuencia. En la frecuencia de diseño (90 GHz) las reflexiones se mantienen cerca de -8 dB esto sirve como estimación de las pérdidas por reflexión máximas que tendrá la lente sin capa antirreflexión.

5.5.2. Diseño mecánico del receptor

Dado la nueva configuración de receptor se requirió de un nuevo diseño de criostato. Para alcanzar las temperaturas criogénicas se escogió una cabeza fría de CryoTel de 5 W a 50 K por su simplicidad, bajo peso y por cumplir con la temperatura requerida para enfriar el receptor dadas las condiciones del lugar. Funciona con ciclo cerrado Stirling y se acopla al criostato a través de una brida de vacío NW50. El diseño del nuevo criostato está a cargo del ingeniero mecánico Camilo Avilés y todavía está en desarrollo pero los avances son mostrados en la Figura 5.23. La configuración del nuevo receptor dentro del criostato es mostrada en la Figura 5.24.

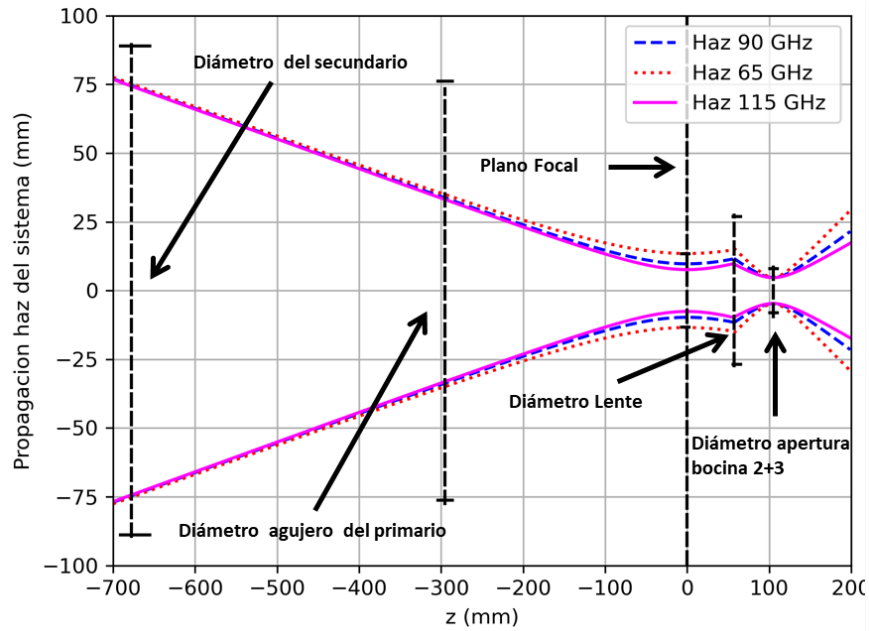


Figura 5.22: Propagación del haz a tres frecuencias diferentes desde el espejo secundario hasta la apertura de la bocina de banda W extendida. Se muestra la posición y diámetro del espejo secundario, el agujero en el primario, el plano focal equivalente, la lente y finalmente el la apertura de la bocina de banda W extendida.

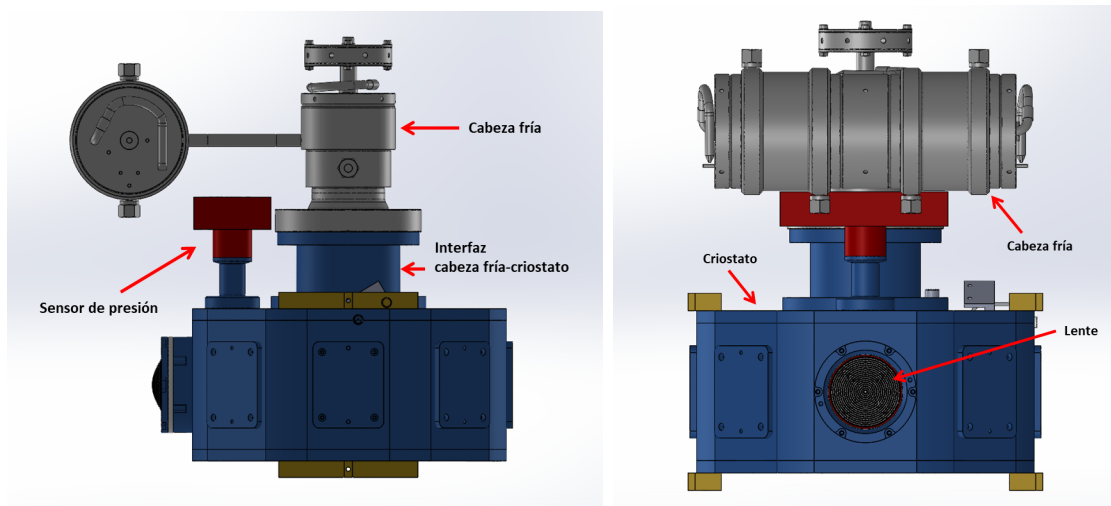


Figura 5.23: Diseño mecánico del nuevo criostato acoplado a la cabeza fría de ciclo cerrado Stirling. El criostato tiene integrada la lente como ventana de vacío.

5.5.3. Temperatura de ruido

Temperatura de ruido de receptor

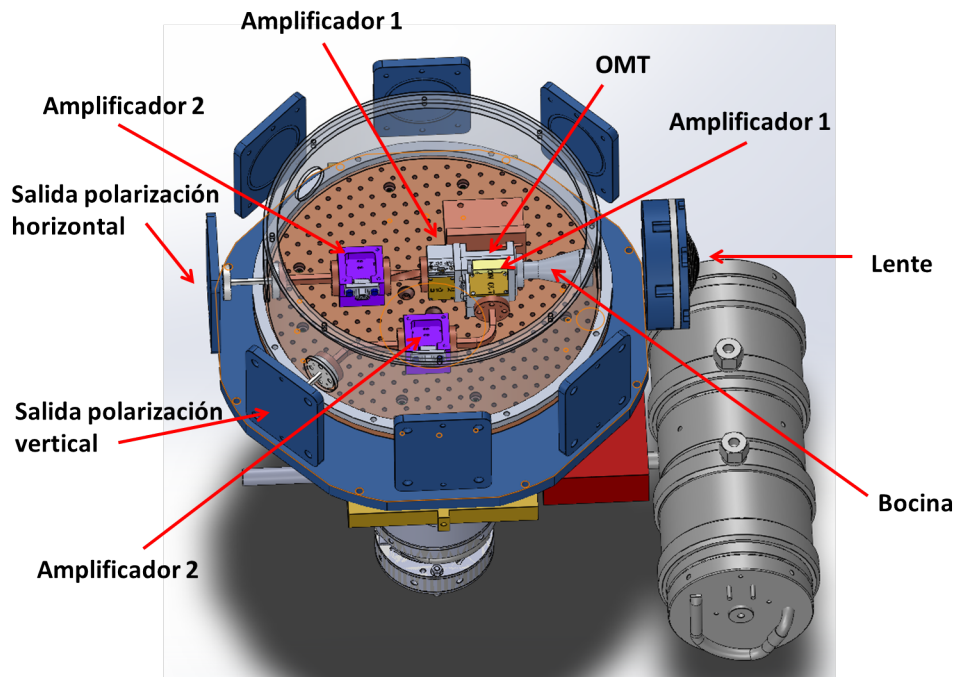


Figura 5.24: Diseño del criostato de prueba con las paredes exteriores ocultas para mostrar el receptor en el interior. En el interior se muestra la bocina, el OMT y los amplificadores de primera y segunda etapa.

Estimación:

Aquí se muestra el trabajo realizado para calcular la temperatura de ruido del futuro receptor. Mediante el uso de software de simulación electromagnética como HFSS se diseñaron algunas de las componentes del receptor para determinar sus parámetros S y así poder calcular la temperatura de ruido de todo del receptor mediante la ecuación de Friis.

Los componentes que no fueron simulados se incluyeron en el cálculo de la temperatura de ruido mediante sus parámetros S medidos en el laboratorio sobre el dispositivo real o tomados de la hoja de datos del componente.

Como primer paso para el cálculo de la temperatura de ruido del futuro receptor, se realizó la caracterización del primer amplificador (LNF¹⁴) y así poder ver el comportamiento de la temperatura de ruido en función de la frecuencia para éste componente. Se hizo uso del criostato de prueba del Laboratorio de Ondas Milimétricas para tomar estas mediciones. Se establecieron 5 temperaturas de prueba en el criostato (17, 30, 40, 50 y 77 K) para registrar el comportamiento de la temperatura de ruido del componente en función de la frecuencia (ver Figura 5.25). Para cada temperatura del criostato de prueba se modificó el punto de operación del amplificador alrededor del valor dado en la hoja de datos para así encontrar el punto de operación que mostrará la curva con menor temperatura de ruido. Promediando cada curva de temperatura de ruido como función de la temperatura física se obtiene la Figura 5.26). Se puede ver cómo la temperatura de ruido del componente aumenta a medida que la temperatura física aumenta. Este comportamiento permite ver que el amplificador genera ruido que se comporta casi linealmente con la temperatura física, lo que le permitirá

¹⁴ Low Noise Factory

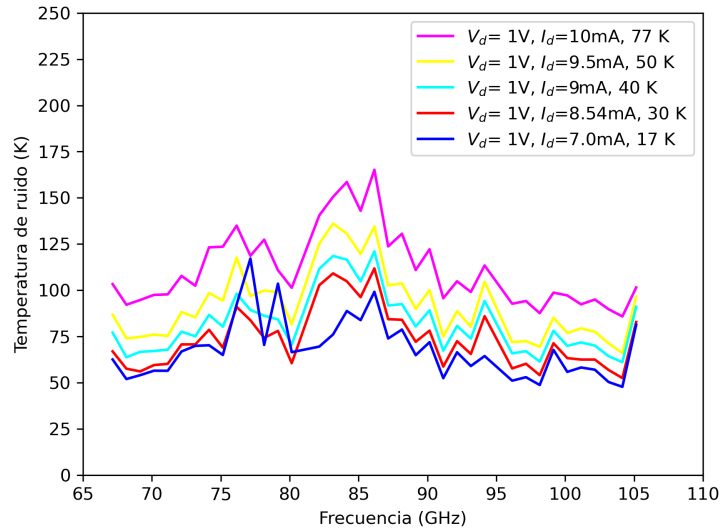


Figura 5.25: Temperatura de ruido del LNA-LNC65115WA *s/n* 058Z en función de la frecuencia para diferentes temperaturas físicas

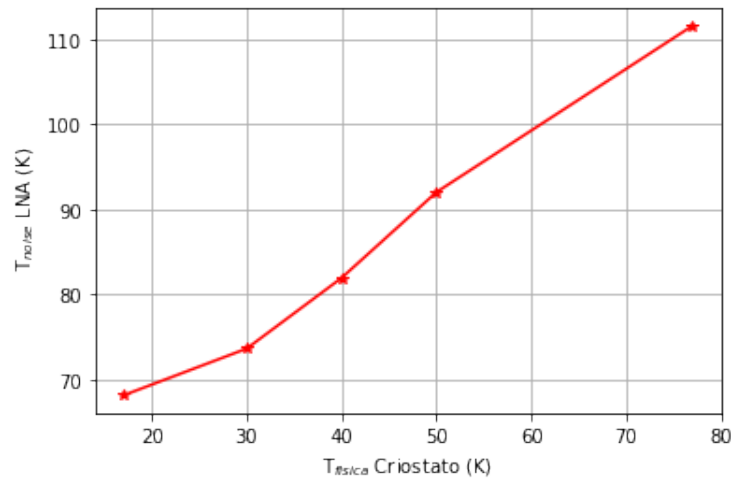


Figura 5.26: Temperatura de ruido del LNA-LNC65115WA *s/n* 058Z en función de la temperatura física, teniendo en cuenta el promedio en el rango de frecuencia de la figura 5.25

operar a temperaturas inferiores a 77 K con un aporte menor de ruido como se pretende para el nuevo receptor.

Para la estimación de temperatura de ruido del futuro receptor se tomaron los componentes mostrados en la Figura 5.27 conectados en cadena. El proceso para el cálculo es igual al mostrado con el receptor actual en la sección 5.3.3. Se parte del cálculo de la temperatura

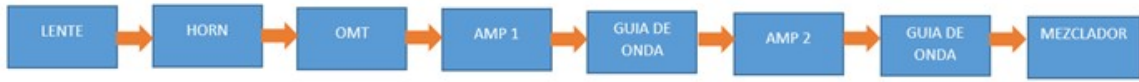


Figura 5.27: Esquema de las componentes conectadas en cadena que llevará el futuro receptor del SMWT

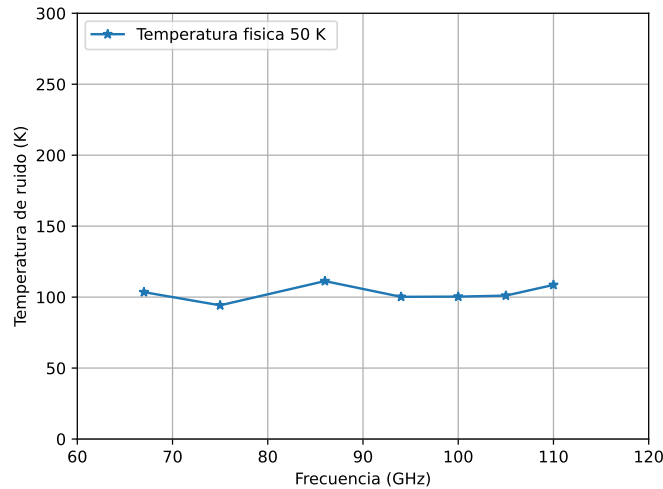


Figura 5.28: Estimación de temperatura de ruido del receptor, ubicado a una temperatura física de 50 K en función de la frecuencia. Se muestra una temperatura de ruido del receptor cercana a los 100 K es decir entre 33 % y 63 % más baja respecto al receptor actual.

de ruido para cada componente y de la ganancia de cada uno, para luego aplicar la ecuación de Friis sobre los componentes conectados en cascada. Se realizó este proceso para la temperatura física de 50 K con el fin de poder observar la temperatura de ruido del receptor en función de la frecuencia (ver Figura 5.28). Como se puede ver, la temperatura de ruido del receptor permanece casi constante en frecuencia y es menor que la temperatura de ruido mínima (150 K) que tiene actualmente el receptor. Este comportamiento significa que con el nuevo receptor se tendrá una temperatura de ruido 33 % menos a frecuencias altas y 63 % menos a frecuencias bajas.

Medida preliminar:

Para la medición de la temperatura de ruido del receptor propuesto, se ensambló una rama del receptor correspondiente a la polarización vertical del OMT. La Figura 5.29 muestra el montaje experimental dentro del criostato de prueba del laboratorio con la rama ensamblada. Debido a que la segunda etapa de amplificación de OMMIC y el módulo de mezclado están todavía en desarrollo, las mediciones preliminares se realizaron usando un segundo amplificador y mezclador de prueba desarrollados en el laboratorio [156]. El segundo amplificador de prueba es de la empresa HRL de 75–105 GHz. La ganancia medida promedio es de 20 dB hasta 100 GHz y luego decae hasta 12 dB. La temperatura de ruido promedio a temperatura ambiente es de 580 K.

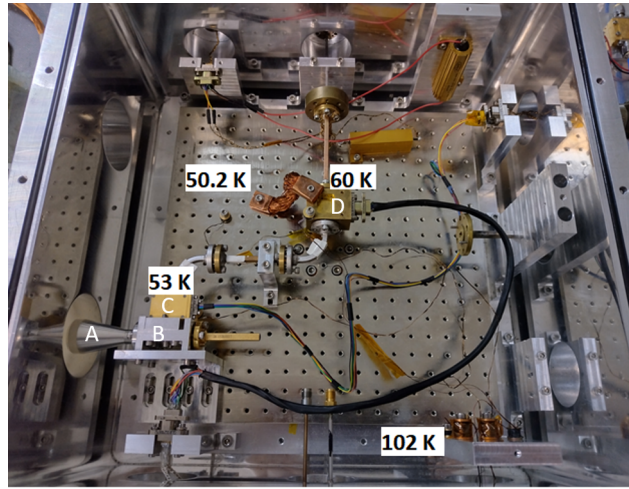


Figura 5.29: Montaje experimental dentro del criostato de prueba del laboratorio para medición de temperatura de ruido. La rama del receptor ensamblada está en la polarización vertical. La temperatura de criostato es de 53 K. (A) Antena tipo bocina. (B) OMT. (C) Primer amplificador de bajo ruido. (D) Segundo amplificador de prueba de bajo ruido. Las etiquetas muestran las temperaturas registradas para los dos amplificadores, el plato frío y la etapa intermedia.

La Figura 5.30 muestra el montaje experimental fuera del criostato. Se muestra el mezclador de prueba, la placa del sistema de LO, el generador de señales Anritsu para LO y el analizador de señales para la IF. El mezclador de prueba es subarmónico y diseñado en tecnología MMIC¹⁵. Tiene pérdidas por conversión medidas entre 14 y 21 dB en todo el ancho de banda. La Figura 5.31 muestra las temperaturas de ruido de la rama medidas y simulada. Se tomaron medidas correspondientes a tres puntos de operación diferentes para el primer amplificador con el fin de encontrar la curva con temperaturas más bajas. A excepción de la medición en 67 GHz, el tercer punto de operación ($V_d = 1V$, $I_d = 7.7$ mA) mostró los mejores resultados con temperaturas promedio cercanas a 100 K acorde con la simulación. Se espera en el futuro disminuir la temperatura aún más con el uso del segundo amplificador de OMMIC y del módulo mezclador.

Temperatura de ruido de sistema y tiempo de integración

Con la nueva temperatura medida de receptor (aproximadamente 100 K) es posible estimar la temperatura de ruido de sistema T_{sys} como se vió en la sección 2.5.2. Esta temperatura está determinada por $T_{sys} = T_{RX} + T_A$ donde T_{RX} es la temperatura del receptor y T_A es la temperatura de antena. Tomando como ejemplo el caso con buenas condiciones atmosféricas y elevaciones altas, con una opacidad cenital τ_0 baja (0.3) y elevación 80° , se encuentra que la temperatura de antena es 120 K y la temperatura de sistema es 440 K. Con base en lo anterior, teniendo en cuenta la ecuación del radiómetro 2.13, tomando la sensibilidad objetivo $\Delta T_{rms} = 0.01$ K, la constante de observación en modo cambio de posición $K = 2$ y el ancho de espectrómetro $B = 0.25$ MHz, el tiempo de integración estimado es de 2.6 min

¹⁵ Monolithic Microwave Integrated Circuit



Figura 5.30: Montaje experimental fuera del criostato de prueba. (A) Mezclador con la entrada de la RF, LO y salida de la IF. (B) Placa del sistema de LO. (C) Generador de señal de LO. (D) Analizador de señales para IF.

en la fuente. Este valor es casi 50 % menos del tiempo actual para observaciones en ^{12}CO . Para observaciones en HCN el tiempo de integración estimado es de 5.2 min, cerca de un 80 % menos del tiempo actual. Adicionalmente, dado que el OMT permite recibir las dos polarizaciones, el receptor recibirá ya no el 50 % sino el 100 % de la amplitud de la señal haciendo que los tiempos estimados se reduzcan a la mitad.

5.6. Comentarios finales

En este capítulo se revisó el estado actual del SMWT. Se mostró la nueva arquitectura propuesta para el receptor junto con algunas características físicas y eléctricas de las nuevas componentes. Se mostró que tanto el diseño eléctrico como mecánico del receptor están concluidos. Finalmente, se mostraron simulaciones y mediciones que evidencian la mejora de los tiempos de integración con el nuevo receptor en al menos un 50 %.

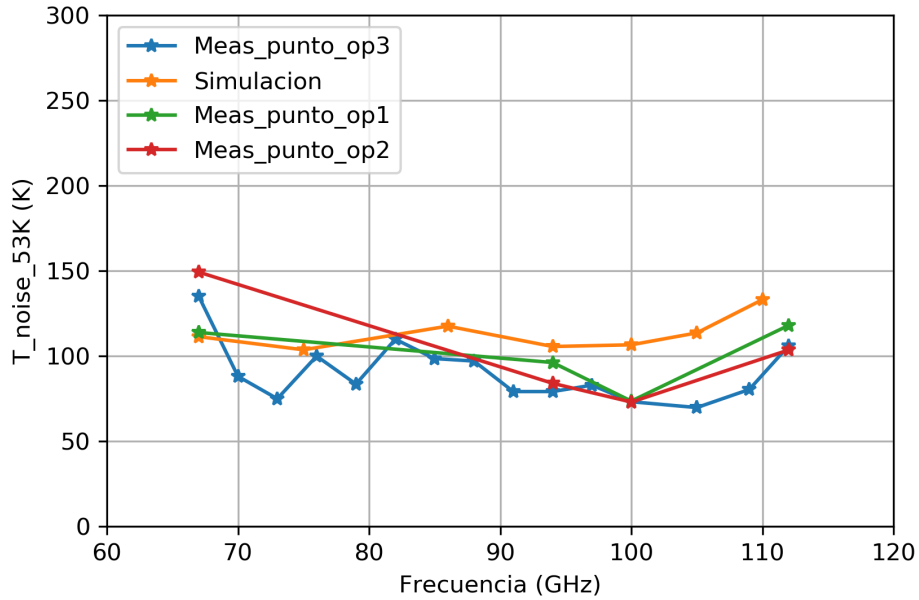


Figura 5.31: Temperatura de ruido medida y simulada en función de la frecuencia para una rama del receptor correspondiente a la polarización vertical. Se usó un segundo amplificador y mezclador de prueba. Se tomaron medidas en tres puntos de operación diferentes para el primer amplificador. El punto de operación 3 ($V_d=1$ V, $I_d=7.7$ mA) dió los mejores resultados con temperaturas cercanas a 100 K en casi todo el ancho de banda.

Capítulo 6

Aplicación del receptor de banda W extendida en LLAMA

6.1. Introducción

El radiotelescopio LLAMA esta siendo construido actualmente en Argentina cerca de la frontera con Chile. Este radiotelescopio cubrirá las mismas bandas de ALMA, lo que requiere de varios receptores y entre ellos un receptor en banda 2+3 que es el motivo del desarrollo de esta tesis.

6.2. LLAMA

El Gran Arreglo Milimétrico Latinoamericano (LLAMA¹⁶) es un proyecto conjunto entre Argentina y Brasil. La Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), la Universidad de São Paulo (USP) por parte de Brasil y el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MinCyT) de Argentina. El proyecto consiste en instalar y operar un radiotelescopio en la provincia de Salta en Argentina (Figura 6.1). Está siendo instalado a 4800 m sobre el nivel del mar, específicamente en Alto Chorrillos en San Antonio de los Cobres a 180 km del observatorio ALMA. Inicialmente el instrumento se utilizará como un telescopio de disco simple pero el propósito final es hacer interferometría de muy larga base (VLBI¹⁷) con telescopios como ALMA, APEX ó ASTE. Ayudará a superar la actual resolución angular de ALMA en aproximadamente un factor de 10 [157] es decir, del orden de 1 microsegundo de arco en longitudes de onda de 1 milímetro [158].

El estatus del proyecto LLAMA al 2022 [159] respecto a infraestructura mostró que en Alto Chorrillos se encuentran construidas las oficinas de los científicos, técnicos y de administración. La antena ya se encuentra en el lugar y en espera de la construcción de las bases. Los receptores de banda 5 y 9 están listos para pruebas finales e integración. El receptor de banda 6 está en proceso de compra de algunas partes del cartucho tibio. La banda 2+3 tiene el cartucho frío en desarrollo respecto de los amplificadores de segunda etapa y el cartucho tibio en desarrollo respecto de los mezcladores. Se cuenta también con un criostato construido por el Observatorio Astronómico Nacional de Japón (NAOJ) con espacio para tres cartuchos. Finalmente, los back-end como son los sistemas que tienen más componentes tardan mas en

¹⁶ Large Latin American Millimeter Array

¹⁷ Very Large Baseline Interferometry

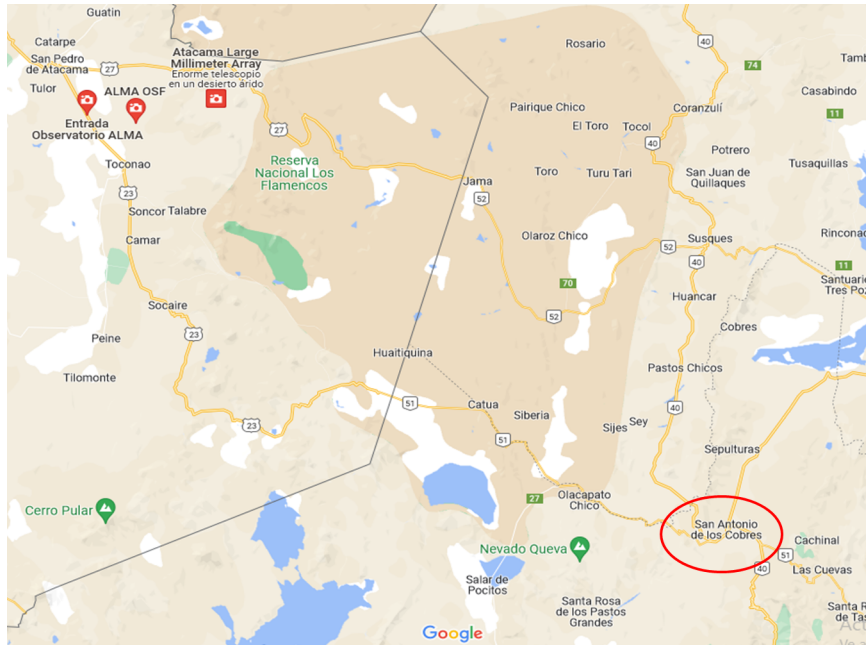


Figura 6.1: Vista en el mapa de San Antonio de los Cobres donde se está construyendo LLAMA.

ser ensamblados y por eso siguen en desarrollo.

6.2.1. Óptica

LLAMA operará en el mismo rango que ALMA, 35-950 GHz y utilizará el mismo tipo de antena de 12 m de diámetro en su reflector primario. Sin embargo, a diferencia de las antenas de ALMA, tendrá un foco Cassegrain y dos cabinas Nasmyth similares a APEX para ubicar los diferentes receptores como se muestra en la Figura 6.2.

Dada la configuración de cabinas, es necesario un sistema que permita redirigir el haz hacia las cabinas laterales. El sistema será como se muestra en la Figura 6.3, consistirá de una combinación de espejos planos estáticos, con movimientos rotatorios y lineales, más un espejo elipsoidal que permitirán desviar el haz hacia las cabinas laterales. Una vez el haz llega a la cabina lateral será recibido por otro sistema de espejos compuesto por un espejo hiperboloide, dos espejos planos y una grilla plana que se encargaran de dividir el haz hacia el criostato donde se encuentren los receptores. Los receptores de LLAMA serán compatibles con ALMA de tal forma que la óptica de LLAMA permitirá usar cartuchos de ALMA sin necesidad de cambiar su óptica.

6.3. Motivación científica y técnica de banda 2+3 en LLAMA

La comunidad científica general se verá beneficiada por el desarrollo científico que está a la base del proyecto LLAMA. Sus principales objetivos científicos se listan a continuación [161]. Astrofísica en múltiples longitudes de onda, usando datos complementarios de observatorios ópticos, infrarrojos y de alta energía. Ciencia de disco simple, mediante observación de líneas

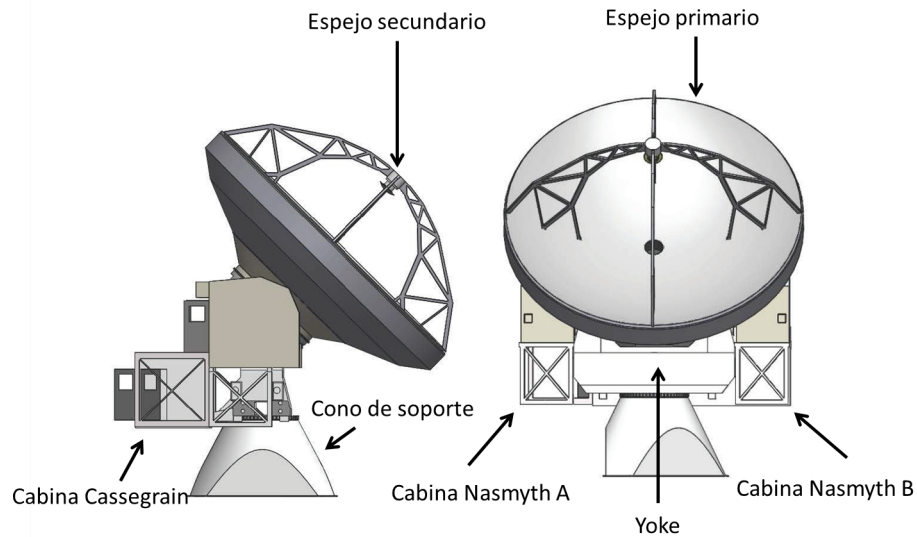


Figura 6.2: Esquema del radiotelescopio LLAMA con algunas de sus partes [160]

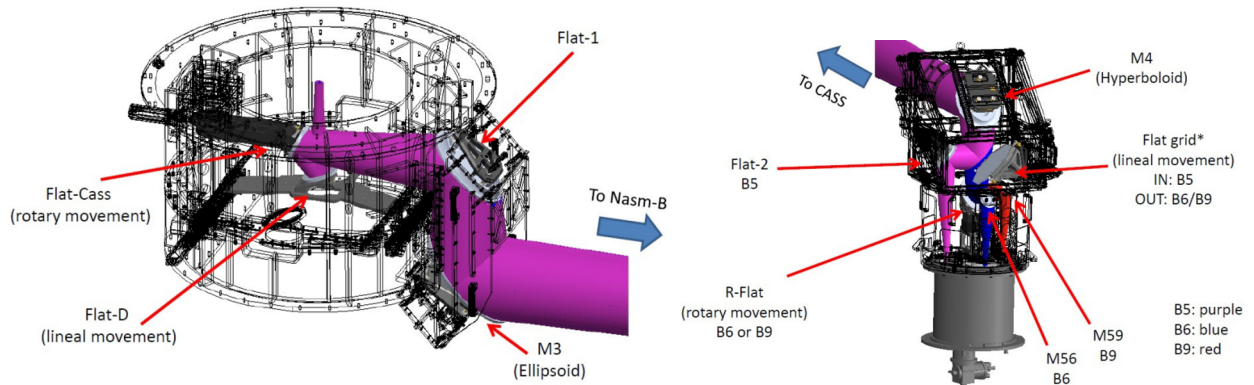


Figura 6.3: Esquema de las cabinas Cassegrain y Nasmyth B con algunas de sus partes [159]. Se muestra la trayectoria de los haces de banda 5, 6 y 9.

espectrales continuas, atómicas y, especialmente, moleculares. Relevamiento de los Cielos del Sur completando observaciones de los cielos del norte. Ciencia VLBI y mejora la calidad de reconstrucción de la distancia de las imágenes. Cosmología Observacional de Neutrinos, interacciones de materia oscura, constante de Hubble, suma de masas de neutrinos, modos B primarios, inflación del universo, energía oscura, efecto Sunyaev-Z'eldovitch. Finalmente otros tópicos de interés como física solar, estructura de nuestra galaxia, abundancia de moléculas H₂ sin momento dipolar y estudio de la atmósfera de exoplanetas son también de interés para LLAMA.

Dada la gran importancia científica del proyecto LLAMA, el Laboratorio de Ondas Milimétricas (MWL) presentó el proyecto FONDEF IDEA llamado “An ultra-wideband radio astro-

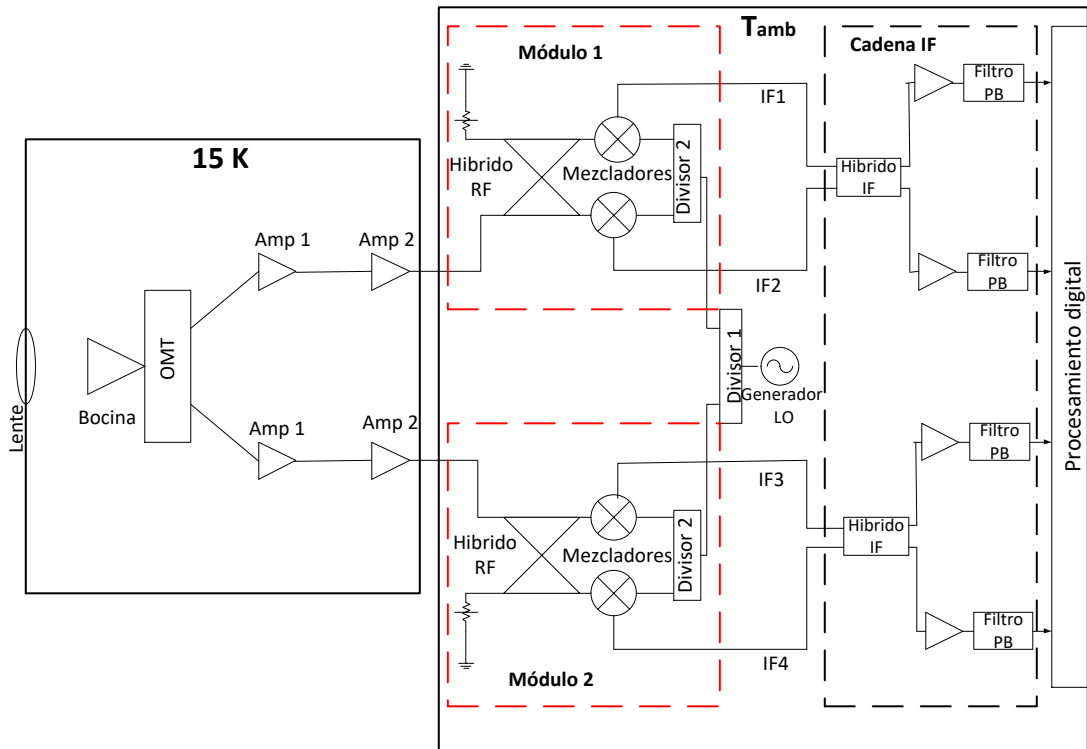


Figura 6.4: Arquitectura del nuevo receptor propuesto para banda W extendida en LLAMA. La óptica y las etapas de amplificación estarán a una temperatura de 15 K. Los módulos de mezclado, el sistema de LO, la placa IF y el procesamiento digital que están en desarrollo actualmente estarán a temperatura ambiente.

nomy ALMA-compatible receiver for single dish and VLBI observations", que fue aprobado y actualmente está en desarrollo. El propósito de éste proyecto es el diseño y construcción de un receptor 2SB, con doble polarización y ultra ancho de banda (67-116 GHz) compatible con los cartuchos de ALMA. El desafío tecnológico en este proyecto es muy grande, ya que, ALMA actualmente requiere de dos receptores separados (Banda 2 y 3) para cubrir el mismo ancho de banda que se quiere cubrir con un solo receptor en LLAMA. Este desafío representa mucha más complejidad en el desarrollo de todos los subsistemas del receptor.

6.4. Configuración propuesta para nuevo el receptor

La arquitectura propuesta para el nuevo receptor de banda W extendida de LLAMA es como se muestra en la Figura 6.4. La bocina, el OMT, las dos etapas de amplificación y los módulos de mezclado fueron descritos en el capítulo 3. La lente, la placa IF y el procesamiento digital son específicos para este caso. Dentro del cartucho a 15 K estarán la óptica y las dos etapas de amplificación. El módulo de mezclado, la placa IF y el procesamiento digital actualmente en desarrollo estarán a temperatura ambiente. El desarrollo de la nueva óptica se muestra a continuación.

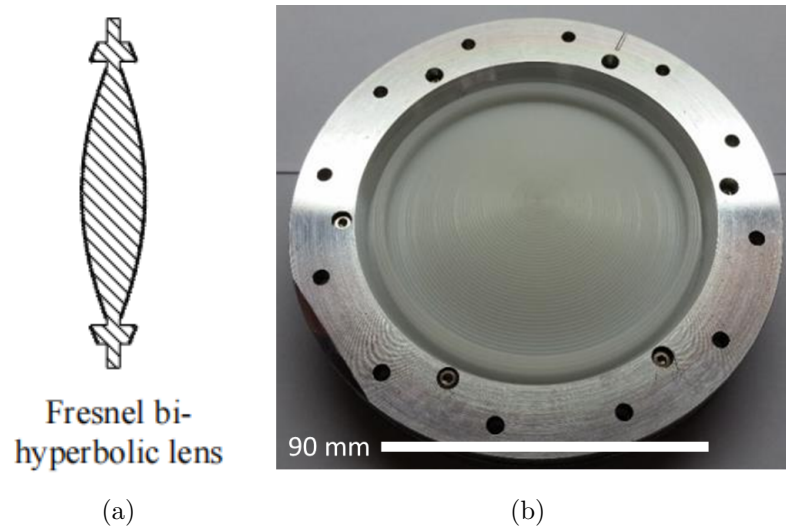


Figura 6.5: (a) Perfil de la lente de banda 2+3 de ALMA. (b) Implementación de un prototipo de la lente en HDPE dentro del bloque [163].

6.4.1. Óptica

Para el caso de banda W extendida en LLAMA, se colocará una lente compatible con la banda 2+3 de ALMA. En un trabajo previo [162] se propuso la lente con perfil bi-hiperbólico en HDPE con una zona de Fresnel para reducir el espesor según se muestra en la Figura 6.5. El diámetro máximo es de 112 mm con espesor de 32 mm incluyendo una placa central de 5 mm de espesor que le permitirá servir como ventana de vacío. El modelo lleva una capa antirreflexiva de corrugaciones rectangulares para reducir reflexiones. La temperatura de ruido asociada al modelo es menor a 6 K.

6.4.2. Diseño mecánico del cartucho

El cartucho de LLAMA fue diseñado para ser compatible con ALMA y actualmente está en etapa de construcción. La Figura 6.6 a, muestra el diseño mecánico. Tiene tres niveles de temperatura, 15, 110 y 300 K. Tiene un pedestal de soporte en el plato de 15 K para la bocina, el OMT, los amplificadores de primera y segunda etapa. Se usaron separadores de fibra de vidrio conocido como G10 para lograr el aislamiento térmico entre los niveles térmicos y guías de onda WR10 para el transporte de la señal RF a través de las diferentes etapas térmicas. Actualmente, se encuentra construida la estructura básica del cartucho (Figura 6.6 b) con los tres platos separados por pilares de G10 más el pedestal de cobre donde irá apernado el OMT con los demás componentes.

6.5. Temperatura de ruido

6.5.1. Estimación

Para la estimación de temperatura de ruido del receptor se realizó el mismo proceso de la sección 5.5.3. Tomando los componentes mostrados en la Figura 6.7 y conectandolos en cadena a 17 K de temperatura física. A partir de la temperatura de ruido, ganancia de

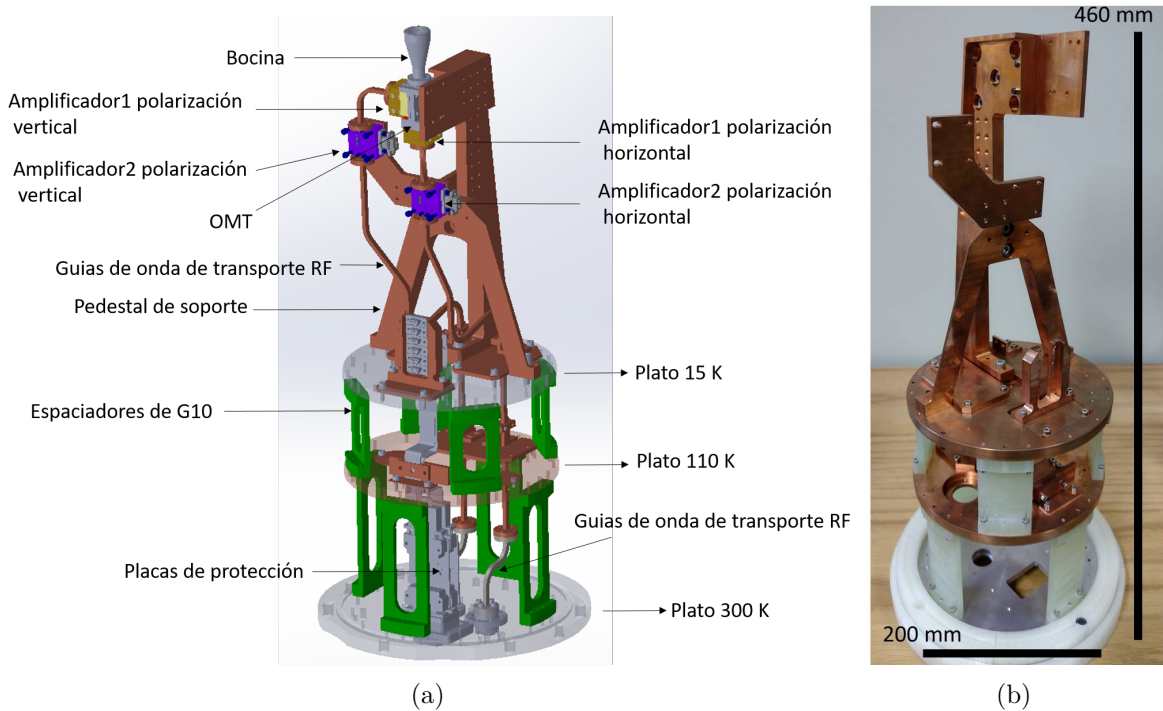


Figura 6.6: a)Diseño mecánico del cartucho de LLAMA [164] con algunas de sus partes. b) Ensamblaje de platos, espaciadores de G10 y pedestal de soporte.

cada componente y aplicado la ecuación de Friss se pudo encontrar la temperatura de ruido del receptor en función de la frecuencia mostrada en la Figura 6.8. Como se puede ver, la temperatura de ruido del receptor permanece casi constante en frecuencia y permanece bajo 60 K cumpliendo con las especificaciones de ALMA que exigen de al menos un 80 % de la banda completa bajo 60 K y el 100 % bajo 90 K.

6.5.2. Medida preliminar

Para una medida preliminar de temperatura de ruido de receptor se usó el mismo montaje experimental en el criostato de prueba del laboratorio como se mostró en la sección 5.5.3, pero a una temperatura física de 17 K como se muestra en la Figura 6.7. Los 17 K son debido a que el criostato de prueba no logró estabilizarse a los 15 K. También, como se puede ver en la misma figura, la temperatura física del segundo amplificador es 13 K mayor que el primero. Este exceso de temperatura puede ser debido al transporte térmico a través del cable de polarización del amplificador que va conectado a la etapa intermedia. Los resultados de temperatura de ruido de la cadena en función de la frecuencia para la polarización vertical del OMT son mostrados en la Figura 6.8. Se muestra la medición y la simulación para poder comparar. Las mediciones sobrepasan los 60 K en varios puntos de frecuencia a diferencia de la simulación. Ésto puede ser debido a varias razones. Primero a que no se alcanzó la temperatura de 15 K deseada en el criostato. Segundo, dado que el segundo amplificador quedó a una temperatura más elevada de la esperada, la cadena completa adquirió más temperatura de ruido. Tercero, dado que el segundo amplificador es de prueba y su ganancia decae bajo 70 K y arriba de 110 K, la temperatura de ruido en los extremos de la banda pudo

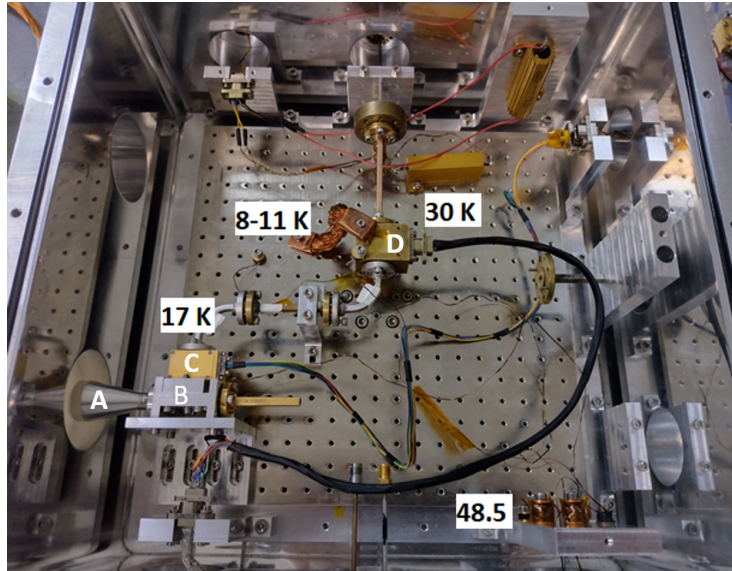


Figura 6.7: Montaje experimental dentro del criostato de prueba del laboratorio para medición de temperatura de ruido. La rama del receptor ensamblada está en la polarización vertical. La temperatura de criostato es de 17 K. (A) Antena tipo bocina. (B) OMT. (C) Primer amplificador de bajo ruido. (D) Segundo amplificador de prueba de bajo ruido. Las etiquetas muestran las temperaturas registradas para los dos amplificadores, el plato frío y la etapa intermedia.

haberse elevado. Finalmente, dado que el mezclador es de prueba y presenta pérdidas por conversión hasta de 21 dB al final de la banda, la temperatura de ruido al final de la banda pudo haber aumentado. Se espera que con el segundo amplificador y el módulo de mezclado propuestos en el capítulo 3, se pueda tener una temperatura de ruido bajo 60 K en toda la banda como se espera por simulación y así cumplir con las especificaciones de LLAMA que son las mismas de ALMA banda 3.

6.6. Comentarios finales

En este capítulo se mostró la configuración propuesta para el receptor de banda W extendida de LLAMA. Se presentaron las características de la lente que será parte de la óptica. Se mostró el diseño mecánico del cartucho con sus componentes más importantes. Se presentaron resultados de simulación de temperatura de ruido para el receptor propuesto que están bajo los 60 K. Finalmente, se mostraron mediciones preliminares en el criostato de prueba de temperatura de ruido de la cadena para la polarización vertical. Los resultados de las mediciones mostraron temperaturas de ruido cercanas a los 60 K excepto en algunos puntos de frecuencia. Las temperaturas superiores a los 60 K pueden ser debidas al uso del amplificador y mezclador de prueba que no funcionan bien en los extremos de la banda W. Se espera que con el amplificador de OMMIC y el módulo mezclador propuestos en el capítulo 3 se pueda cumplir con las especificaciones de LLAMA.

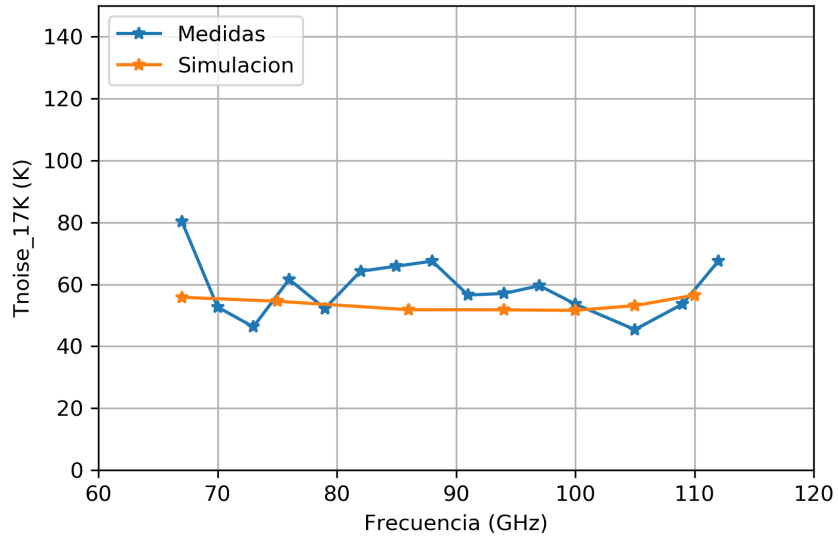


Figura 6.8: Temperatura de ruido medida y simulada en función de la frecuencia para una rama del receptor correspondiente a la polarización vertical. Se usó un segundo amplificador y mezclador de prueba. Se obtuvieron valores cercanos a 60 K en casi todo el ancho de banda.

Capítulo 7

Conclusiones

7.1. Conclusiones

A continuación se presentan las conclusiones de este trabajo de tesis comenzando con las relacionadas a los objetivos generales y luego a los objetivos específicos. Finalmente, se mencionan algunas tareas que se podrían hacer a futuro para complementar y mejorar este trabajo.

7.1.1. De objetivos generales:

En esta tesis desarrolló un receptor heterodino en banda W extendida, en configuración 2SB y de doble polarización que tiene dos aplicaciones. La primera está relacionada con el SMWT, ya que, este nuevo receptor permitirá disminuir su temperatura de ruido y, por ende, el tiempo de observación. También le permitirá al telescopio operar en un ancho de banda mucho más grande (67-116 GHz) y observar líneas moleculares que actualmente no puede observar. La segunda está relacionada con LLAMA, ya que, este receptor también servirá como su nuevo receptor en banda 2(+3). LLAMA está actualmente en construcción, requiere de un receptor 2SB heterodino, que cubra la banda W extendida, de doble polarización y que cumpla con las especificaciones de ruido (< 60 K para el 80 % de la banda, < 90 K para el 100 % de la banda). El prototipo desarrollado aquí está muy cerca de cumplir con todos los requisitos, falta disminuir aproximadamente 10 K la temperatura de ruido entre 80 y 90 GHz generado posiblemente por el mezclador de prueba, para estar dentro de especificaciones.

Para mostrar el desempeño del SMWT previo a la inclusión del nuevo receptor, se realizaron observaciones de calibración para la molécula de HCN. En su estado actual el telescopio tiene un tiempo de integración promedio de 1 hora por espectro para ésta molécula (dependiendo de las condiciones atmosféricas). Con éste tiempo de integración hacer un mapa pequeño de 5×5 espectros requiere de al menos 25 horas de telescopio que se traducen en al menos cinco días de horas hombre teniendo en cuenta las calibraciones diarias. Con el nuevo receptor el tiempo de observación se verá disminuido al menos a la mitad en todo el rango de frecuencia.

7.1.2. De objetivos específicos:

Mediante el uso de la teoría cuasióptica y el software ANSYS se desarrolló parte de la óptica para el SMWT. Se diseñó una lente que permite acoplar el haz de la antena principal con una bocina previamente desarrollada para la banda W extendida y que irá dentro del

criostato. La lente es bihiperbólica y funciona como ventana de vacío con temperatura de ruido calculada aproximadamente de 12 K. Se diseñó una capa antirreflexión con forma de corrugaciones rectangulares concéntricas. Para disminuir el tiempo de simulación de la lente, no se simuló el sistema óptico completo sino una parte de la lente correspondiente a la parte central y más gruesa. Las simulaciones muestran reflexiones cerca de la frecuencia central bajo -16 dB. Este resultado aunque no es de la lente completa, permite tener un estimado de las reflexiones en la frecuencia central. Queda pendiente la verificación experimental.

Se diseñó, construyó y midió un transductor de modos ortonormales (OMT). Se mecanizó en un bloque de aluminio en dos mitades, con dos placas adicionales para poder sujetar los amplificadores en los puertos de salida. También se diseñó y construyó la placa octogonal que permite la transición de guía de onda circular a cuadrada. Las mediciones mostraron reflexiones bajo -16 dB en aproximadamente el 84 % de la banda. Este nivel de reflexiones difiere de las simulaciones donde se logró -20 dB en toda la banda, lo que puede ser atribuido a asimetrías en la mecanización. Las pérdidas por inserción que se obtuvieron son cercanas a 0.25 dB que son bastante bajas en comparación a otros polarizadores como los de torniquete. La polarización cruzada y aislación tuvieron valores menores a -30 dB en toda la banda que difieren de la simulación debido posiblemente a los defectos de mecanización. Estos valores, aunque no eran los esperados, son normales dentro de los diferentes tipos de polarizadores.

Se diseñó, construyó y midió una transición de guía de onda a microcinta que llevó a una publicación. La transición se diseñó para una señal en banda V que alcanzó un ancho de banda fraccional del 55 % bajo -20 dB. Para validar su desempeño se implementó en banda Q, se reescaló, se construyó y se midió. Se midieron reflexiones bajo -20 dB en un ancho de banda fraccional de 53 %. Las pérdidas encontradas fueron superiores a las esperadas por simulación, lo que llevó a la verificación experimental de las pérdidas del sustrato de la microcinta que forma parte de la transición. Se construyeron y midieron dos microcintas con el fin de encontrar experimentalmente el valor de la tangente de pérdidas del sustrato. Se encontró un valor casi 14 veces más grande del reportado en la hoja de datos del fabricante. El valor de tangente de pérdidas más grande permite pensar que el proceso de impresión de la microcinta deteriora las propiedades de la misma. El proceso de remoción láser parece quemar algunas partes del sustrato haciendo que la transmisión disminuya. Esta idea queda sujeta a más investigación y se desarrollará en la sección de trabajo futuro.

Se integraron en el criostato de prueba las componentes desarrolladas y las comerciales según la nueva estructura propuesta para una cadena de polarización a temperaturas de 50 K para el caso SMWT y 17 K para el caso LLAMA. En este caso, dado que los amplificadores de segunda etapa y el módulo de mezclado están en desarrollo, se usaron componentes de prueba como sustitutos. Los componentes de prueba, aunque que no tenían un buen desempeño en toda la banda, sirvieron para tomar mediciones de temperatura de ruido.

Se tomaron temperaturas de ruido de receptor para el caso SMWT y LLAMA. Se registró una temperatura de 100 K para el SMWT, lo que representa una disminución del 33 % respecto a la temperatura mínima actual del receptor y representará una disminución de al menos el 50 % en el tiempo de integración cuando el receptor esté operativo. Con relación a LLAMA se obtuvo una temperatura de ruido cercana a 60 K en la mayor parte de la banda lo que está muy cerca de cumplir con las especificaciones. Se espera que con los amplificadores

y el módulo de mezclado completamente terminados, la temperatura de ruido disminuya aún más.

7.2. Trabajo futuro

Para el futuro se podrían hacer mejoras sobre algunos componentes que fueron desarrollados en esta tesis. Respecto de la lente queda pendiente hacer simulaciones del sistema óptico completo del SMWT (lente y bocina) en WASP-NET por ejemplo, para verificar los parámetros ópticos como la distancia entre la cintura del haz y la antena, distancia entre cintura del haz y la lente, distancia entre la lente y la apertura de bocina, forma y tamaño de la lente. Estos parámetros permiten llevar el haz del telescopio correctamente a la apertura de la bocina dentro del criostato.

Con relación al OMT, las pérdidas por reflexión fueron mayores a las esperadas por simulación, así que se podría seguir optimizando las variables más críticas del diseño como el resalte dual y la salida de la polarización vertical para intentar mejorar las reflexiones en ambas polarizaciones. También sería bueno revisar mediante simulaciones que tanto afecta la desalineación de los bloques a las reflexiones.

Respecto a la transición de guía de onda a microcinta, se puede hacer un estudio más profundo de las pérdidas de sustrato en el proceso de impresión de la microcinta revisando y variando con detalle los parámetros de impresión de la máquina.

Finalmente, respecto a las mediciones de temperatura de ruido del receptor se espera en el futuro poder medir el ruido de las dos cadenas de polarización completas en cartucho de banda 2(+3) y probar el receptor en la ubicación del telescopio en Alto Chorrillos, Argentina.

Bibliografía

- [1] Bronfman, L., Cohen, R. S., Alvarez, H., May, J., y Thaddeus, P., “A CO Survey of the Southern Milky Way: The Mean Radial Distribution of Molecular Clouds within the Solar Circle”, , vol. 324, p. 248, 1988, [doi:10.1086/165892](https://doi.org/10.1086/165892).
- [2] Dame, T. M., “Molecular clouds and galactic spiral structure”, <https://www.osti.gov/biblio/6581995>.
- [3] Fuller, G. A., Avison, A., Beltran, M., Casasola, V., Caselli, P., Cicone, C., Costagliola, F., Breuck, C. D., Hunt, L., Jimenez-Serra, I., Laing, R., Longmore, S., Massardi, M., Mroczkowski, T., Paladino, R., Ramstedt, S., Richards, A., Testi, L., Vergani, D., Viti, S., y Wagg, J., “The Science Case for ALMA Band 2 and Band 2+3”, 2020.
- [4] Thompson, A., Moran, J., y Swenson, Jr, G., “Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy”. 1991, [doi:10.1007/978-3-319-44431-4](https://doi.org/10.1007/978-3-319-44431-4).
- [5] Carpenter, J., Iono, D., Kemper, F., y Wootten, A., “The alma development program: Roadmap to 2030”, 2020, [doi:10.48550/ARXIV.2001.11076](https://doi.org/10.48550/ARXIV.2001.11076).
- [6] Bronfman, L., Alvarez, H., Cohen, R. S., y Thaddeus, P., “A Deep CO Survey of Molecular Clouds in the Southern Milky Way”, , vol. 71, p. 481, 1989, [doi:10.1086/191384](https://doi.org/10.1086/191384).
- [7] et all.", A. D. B., “Asac recommendations for alma 2030 [online]. Available: <https://www.eso.org/sci/facilities/alma/developmentstudies/ALMA2030-Reports.pdf>”.
- [8] Carpenter, J., Brogan, C., Iono, D., y Mroczkowski, T., “The alma2030 wideband sensitivity upgrade”, 2022, [doi:10.48550/ARXIV.2211.00195](https://doi.org/10.48550/ARXIV.2211.00195).
- [9] Lamb, J., “Low-noise, high-efficiency optics design for alma receivers”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, no. 8, pp. 2035–2047, 2003, [doi:10.1109/TAP.2003.814743](https://doi.org/10.1109/TAP.2003.814743).
- [10] Sugimoto, M., Iguchi, S., Inatani, J., Sekimoto, Y., y Asayama, S., “Sensitivity analysis of optical systems in radio telescopes”, Publications of the Astronomical Society of Japan, vol. 62, no. 1, pp. 39–50, 2010, [doi:10.1093/pasj/62.1.39](https://doi.org/10.1093/pasj/62.1.39).
- [11] Zorzi, P., Henke, D., Claude, S., Mena, F., Bronfman, L., y May, J., “Revisiting the alma band 1 optics design”, 21st International Symposium on Space Terahertz Technology 2010, ISSTT 2010, pp. 23–25, 2010.
- [12] Zorzi, P., DESIGN AND CONSTRUCTION OF AN OPTICAL SYSTEM FOR A 31-45 GHZ RADIOASTRONOMICAL RECEIVER. PhD thesis, Universidad de Chile, 2013.
- [13] Tapia Labarca, V., “DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DE UNA ANTENA TIPO BOCINA PARA EL RECEPTOR HETERODINO DE BANDA 1 DE ALMA”,

Engineering thesis, Universidad de Chile, 2013.

- [14] Huang, Y.-D., Morata, O., Koch, P., Kemper, C., Hwang, Y.-J., Chiong, C.-C., Huang, E., Liu, B., Weng, S.-H., Ho, C.-T., Chiang, P.-H., Wu, H.-L., Chang, C.-C., Jian, S.-T., Lee, C.-F., Lee, Y.-W., hi, S., Asayama, S., Iono, D., y Reyes, N., “The atacama large millimeter/submillimeter array (alma) band-1 receiver”, 2016.
- [15] Molina Moreno, R., “ Design of optical systems for W-Band astronomical heterodyne cameras”, Universidad de Chile, 2017.
- [16] Yagoubov, P., Mroczkowski, T., Belitsky, V., Cuadrado-Calle, D., Cuttaia, F., Fuller, G. A., Gallego, J.-D., Gonzalez, A., Kaneko, K., Mena, P., Molina, R., Nesti, R., Tapia, V., Villa, F., Beltrán, M., Cavaliere, F., Ceru, J., Chesmore, G. E., Coughlin, K., De Breuck, C., Fredrixon, M., George, D., Gibson, H., Golec, J., Josaitis, A., Kemper, F., Kotiranta, M., Lapkin, I., López-Fernández, I., Marconi, G., Mariotti, S., McGenn, W., McMahon, J., Murk, A., Pezzotta, F., Phillips, N., Reyes, N., Ricciardi, S., Sandri, M., Strandberg, M., Terenzi, L., Testi, L., Thomas, B., Uzawa, Y., Viganò, D., y Wadefalk, N., “Wideband 67-116 ghz receiver development for alma band 2”, *A&A*, vol. 634, p. A46, 2020, [doi:10.1051/0004-6361/201936777](https://doi.org/10.1051/0004-6361/201936777).
- [17] Goldsmith, P. F., *Quasioptical Systems: Gaussian beam quasioptical propagation and applications*. 1998.
- [18] Walker, C., *Terahertz Astronomy*. 2016.
- [19] Tapia, V., González, A., Finger, R., Mena, F. P., Monasterio, D., Reyes, N., Sánchez, M., y Bronfman, L., “High Efficiency Wideband Refractive Optics for ALMA Band-1 (35-52 GHz). Design, Implementation, and Measurement Results”, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 38, no. 3, pp. 261–275, 2017, [doi:10.1007/s10762-016-0331-4](https://doi.org/10.1007/s10762-016-0331-4).
- [20] Tapia Labarca, V., “DESIGN AND MEASUREMENTS OF AN OPTICAL SYSTEM FOR ALMA BAND 1”, Engineering thesis, Universidad de Chile, 2015.
- [21] Zhang, X., “Design of conical corrugated feed horns for wide-band high-frequency applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 8, pp. 1263–1274, 1993, [doi:10.1109/22.241664](https://doi.org/10.1109/22.241664).
- [22] Montofré Poblete, D., *Instrumentation development of innovative radio-devices to improve the coming cycles of radio astronomy observations*. PhD thesis, PhD thesis, Universidad de Chile, 2020,, 2020.
- [23] Teniente., J., *Modern Corrugated horn antennas*. PhD thesis, PhD thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, Pamplona,, 2003.
- [24] Granet, C. y Bird, T., “Optimization of corrugated horn radiation patterns via a spline-profile”, 2002.
- [25] E.J. Wollack, W. G., “Symmetric waveguide orthomode junctions,”, in *Proc. 14th Int. Symposium on Space Terahertz Technology*, Tucson, AZ, vol. 22, no. 24, p. 169–176, 2003.
- [26] Wollack, E., Grammer, W., y Kingsley, J., “The bØifot orthomode junction”, 2002.
- [27] G. Narayanan, N. E., “Full-waveguide band orthomode transducer for the 3 mm and 1

- mm bands,” in Proc. 14th Int. Symposium on Space Terahertz Technology, Tucson, AZ, vol. 22, no. 24, p. 508–512, 2003.
- [28] Bøifot, A., “Simple and broadband orthomode transducer”, IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation), vol. 137, pp. 396–400(4), 1990, <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-h-2.1990.0071>.
- [29] Virone, G., Peverini, O. A., Lumia, M., Addamo, G., y Tascone, R., “Platelet orthomode transducer for q -band correlation polarimeter clusters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 7, pp. 1487–1494, 2014, [doi:10.1109/TMTT.2014.2325793](https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2325793).
- [30] Virone, G., Peverini, O. A., Lumia, M., Farooqui, M. Z., Addamo, G., y Tascone, R., “W-band orthomode transducer for dense focal-plane clusters”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 25, no. 2, pp. 85–87, 2015, [doi:10.1109/LMWC.2014.2373638](https://doi.org/10.1109/LMWC.2014.2373638).
- [31] Dousset, D., Claude, S., y Wu, K., “A compact high-performance orthomode transducer for the atacama large millimeter array (alma) band 1 (31–45 ghz)”, IEEE Access, vol. 1, pp. 480–487, 2013, [doi:10.1109/ACCESS.2013.2273971](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2013.2273971).
- [32] Pisano, G., Pietranera, L., Isaak, K., Piccirillo, L., Johnson, B., Maffei, B., y Melhuish, S., “A broadband wr10 turnstile junction orthomode transducer”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 4, pp. 286–288, 2007, [doi:10.1109/LMWC.2007.892976](https://doi.org/10.1109/LMWC.2007.892976).
- [33] Shen, J. y Ricketts, D. S., “Compact w-band “swan neck” turnstile junction orthomode transducer implemented by 3-d printing”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 8, pp. 3408–3417, 2020, [doi:10.1109/TMTT.2020.2992065](https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.2992065).
- [34] Henke, D. y Claude, S., “Design of a 70–116 ghz w-band turnstile omt”, en 2014 44th European Microwave Conference, pp. 456–459, 2014, [doi:10.1109/EuMC.2014.6986469](https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986469).
- [35] Chiong, C.-C., Chien, C., Chang, C.-C., Huang, Y. D., y Hwang, Y.-J., “Cryogenic 29–50 ghz orthomode transducer for radio astronomical receiver”, 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 1271–1273, 2018.
- [36] Navarrini, A. y Plambeck, R., “A turnstile junction waveguide orthomode transducer”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 1, pp. 272–277, 2006, [doi:10.1109/TMTT.2005.860505](https://doi.org/10.1109/TMTT.2005.860505).
- [37] Barrueto Gonzales, I., “DISEÑO DE UN TRANSDUCTOR DE MODOS ORTONORMALES PARA LA BANDA 2 + 3 DE ALMA (67-116 GHZ) ”, Universidad de Chile, 2016.
- [38] Cano, J. L. y Mediavilla, A., “Quasi-octave bandwidth in-phase three-layer platelet orthomode transducer using improved power combiners”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 28, no. 12, pp. 1086–1088, 2018, [doi:10.1109/LMWC.2018.2874160](https://doi.org/10.1109/LMWC.2018.2874160).
- [39] Navarrini, A. y Nesti, R., “Symmetric reverse-coupling waveguide orthomode transducer for the 3-mm band”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 1, pp. 80–88, 2009, [doi:10.1109/TMTT.2008.2008943](https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.2008943).
- [40] Zhong, W., Y. X. . S. S., “A q -band compact high-performance double-ridged orthomode transducer”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided En-

gineering, vol. 29, no. 12, 2019.

- [41] Reyes, N., Zorzi, P., Pizarro, J., Finger, R., F, P. M., y Bronfman, L., “A dual ridge broadband orthomode transducer for the 7-mm band”, *Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves*, vol. 33, pp. 1203–1210, 2012, <https://www.proquest.com/scholarly-journals/dual-ridge-broadband-orthomode-transducer-7-mm/docview/2259751131/se-2>. Copyright - Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves is a copyright of Springer, (2012). All Rights Reserved; Última actualización - 2019-07-19.
- [42] Asayama, S. y Nakajima, T., “Development of a smooth taper double-ridge waveguide orthomode transducer for a new 100 ghz band z-machine receiver for the nro 45-m radio telescope”, *Publications of the Astronomical Society of the Pacific*, vol. 125, p. 213, 2013, [doi:10.1086/669880](https://doi.org/10.1086/669880).
- [43] Gonzalez, A., A. S., “Double-ridged waveguide orthomode transducer (omt) for the 67–116-ghz band”, *J Infrared Milli Terahz Waves*, vol. 39, p. 723–737, 2018.
- [44] Mcgeehan, J. y Sladen, J., “Comparative adjacent-channel selectivity performance of phase-locked pilot-tone SSB mobile radio receivers with particular reference to the long-, short- and split-loop configurations”, *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, pp. 439 – 446, 1983, [doi:10.1049/ip-f-1:19820067](https://doi.org/10.1049/ip-f-1:19820067).
- [45] Treuttel, J. e. a., “A 520–620-GHz Schottky Receiver Front-End for Planetary Science and Remote Sensing With 1070 K–1500 K DSB Noise Temperature at Room Temperature”, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 6, no. 1, pp. 148–155, 2016, [doi:10.1109/TTHZ.2015.2496421](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2015.2496421).
- [46] Shan, W. e. a., “Development of Superconducting Spectroscopic Array Receiver: A Multibeam 2SB SIS Receiver for Millimeter-Wave Radio Astronomy”, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 2, no. 6, pp. 593–604, 2012, [doi:10.1109/TTHZ.2012.2213818](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2012.2213818).
- [47] Kasemann, C., Heyminck, S., Bell, A., Belloche, A., Castenholz, C., Güsten, R., Hafok, H., Henseler, A., Hochgürtel, S., Klein, B., Klein, T., Krämer, I., Korn, A., Meyer, K., Muders, D., Patek, F., Schäfer, F., Schneider, G., Wieching, G., y Klapwijk, T., “Champ+: A powerful submm heterodyne array”, 2008.
- [48] Guesten, R., Ediss, G. A., Gueth, F., Gundlach, K. H., Hauschildt, H., Kasemann, C., Klein, T., Kooi, J. W., Korn, A., Kramer, I., Leduc, H. G., Mattes, H., Meyer, K., Perchtold, E., y Pilz, M., “CHAMP: the Carbon Heterodyne Array of the MPIfR”, en *Advanced Technology MMW, Radio, and Terahertz Telescopes* (Phillips, T. G., ed.), vol. 3357 de *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, pp. 167–177, 1998, [doi:10.1117/12.317349](https://doi.org/10.1117/12.317349).
- [49] Groppi, C. E., Walker, C. K., Kulesa, C., Golish, D., Hedden, A. S., Gensheimer, P., Narayanan, G., Lichtenberger, A. W., Graf, U. U., y Heyminck, S., “DesertSTAR: a 7 pixel 345 GHz heterodyne array receiver for the Heinrich Hertz Telescope”, en *Millimeter and Submillimeter Detectors for Astronomy* (Phillips, T. G. y Zmuidzinas, J., eds.), vol. 4855 de *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, pp. 330–337, 2003, [doi:10.1117/12.459361](https://doi.org/10.1117/12.459361).
- [50] Buckle, J. V., Hills, R. E., Smith, H., Dent, W. R. F., Bell, G., Curtis, E. I., Dace, R., Gibson, H., Graves, S. F., Leech, J., Richer, J. S., Williamson, R., Withington, S., Yassin, G., Bennett, R., Hastings, P., Laidlaw, I., Lightfoot, J. F., Burgess, T., Dewdney,

- P. E., Hovey, G., Willis, A. G., Redman, R., Wooff, B., Berry, D. S., Cavanagh, B., Davis, G. R., Dempsey, J., Friberg, P., Jenness, T., Kackley, R., Rees, N. P., Tilanus, R., Walther, C., Zwart, W., Klapwijk, T. M., Kroug, M., y Zijlstra, T., “HARP/AC-SIS: a submillimetre spectral imaging system on the james clerk maxwell telescope”, *Monthly Notices of the Royal Astronomical Society*, vol. 399, pp. 1026–1043, 2009, doi:10.1111/j.1365-2966.2009.15347.x.
- [51] Groppi, C., Wheeler, C., Mani, H., Weinreb, S., Russell, D., Kooi, J., Lichtenberger, A., y Walker, C., “The kilopixel array pathfinder project (kappa): A 16 pixel 660 ghz pathfinder instrument with an integrated heterodyne focal plane detector”, pp. 152–158, 2011.
- [52] Bolli, P., Orlati, A., Stringhetti, L., Orfei, A., Righini, S., Ambrosini, R., Bartolini, M., Bortolotti, C., Buffa, F., Buttu, M., Cattani, A., D'Amico, N., Deiana, G., Fara, A., Fiocchi, F., Gaudiomonte, F., Maccaferri, A., Mariotti, S., Marongiu, P., Melis, A., Migoni, C., Morsiani, M., Nanni, M., Nasyr, F., Pellizzoni, A., Pisanu, T., Poloni, M., Poppi, S., Porceddu, I., Prandoni, I., Roda, J., Roma, M., Scalambra, A., Serra, G., Trois, A., Valente, G., Vargiu, G. P., y Zacchiroli, G., “Sardinia radio telescope: General description, technical commissioning and first light”, *Journal of Astronomical Instrumentation*, vol. 04, 2015, doi:10.1142/s2251171715500087.
- [53] Buckle, J. V., Hills, R. E., Smith, H., Dent, W. R. F., Bell, G., Curtis, E. I., Dace, R., Gibson, H., Graves, S. F., Leech, J., Richer, J. S., Williamson, R., Withington, S., Yassin, G., Bennett, R., Hastings, P., Laidlaw, I., Lightfoot, J. F., Burgess, T., Dewdney, P. E., Hovey, G., Willis, A. G., Redman, R., Wooff, B., Berry, D. S., Cavanagh, B., Davis, G. R., Dempsey, J., Friberg, P., Jenness, T., Kackley, R., Rees, N. P., Tilanus, R., Walther, C., Zwart, W., Klapwijk, T. M., Kroug, M., y Zijlstra, T., “HARP/AC-SIS: a submillimetre spectral imaging system on the James Clerk Maxwell Telescope”, , vol. 399, no. 2, pp. 1026–1043, 2009, doi:10.1111/j.1365-2966.2009.15347.x.
- [54] Sunada, K., Yamaguchi, C., Nakai, N., Sorai, K., Okumura, S. K., y Ukita, N., “BEARS: SIS 25-beam array receiver system for the NRO 45-m telescope”, en *Radio Telescopes* (Butcher, H. R., ed.), vol. 4015 de *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, pp. 237–246, 2000, doi:10.1117/12.390416.
- [55] “[online]. Available: <https://www.apex-telescope.org/ns/es/instrumentos/>”.
- [56] “[online]. Available: <https://aro.as.arizona.edu/?q=facilities/submillimeter-telescope>”.
- [57] a, “[online]. Available: <http://cso.caltech.edu/wiki/cso/instruments/heterodyne/observing>”.
- [58] Fujii, Y., Kroug, M., Kaneko, K., Gonzalez, A., Uzawa, Y., Kojima, T., Kuroiwa, K., Miyachi, A., Makise, K., Wang, Z., y Shan, W., “Performance of the alma band 10 sis receiver prototype model”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 606–611, 2011, doi:10.1109/TASC.2010.2093861.
- [59] Belitsky, V., Lapkin, I., Fredrixon, M., Meledin, D., Sundin, E., Billade, B., Ferm, S. E., Pavolotsky, A., Rashid, H., Strandberg, M., Desmaris, V., Ermakov, A., Krause, S., Olberg, M., Aghdam, P., Shafiee, S., Bergman, P., De Beck, E., Olofsson, H., Conway, J., De Breuck, C., Immer, K., Yagoubov, P., Montenegro-Montes, F. M., Torstensson, K., Pérez-Beaupuits, J. P., Klein, T., Boland, W., Baryshev, A. M., Hesper, R., Barkhof, J., Adema, J., Bekema, M. E., y Koops, A., “SEPIA - a new single pixel receiver at the

- APEX telescope”, , vol. 612, p. A23, 2018, doi:10.1051/0004-6361/201731458.
- [60] “[online]. Available: <http://lmtgtm.org/single-pixel-1mm-receiver/?lang=en>”.
- [61] “[online]. Available: <http://lmtgtm.org/telescope/instrumentation/instruments/b4r/?lang=en>”.
- [62] “[online]. Available: <http://www.apex-telescope.org/ns/nflash/>”.
- [63] Grimes, P. K., Asada, K., Blundell, R., Burgos, R., Chang, H. H., Chen, M. T., Goldie, D., Groppi, C., Han, C. C., Ho, P. T. P., Huang, Y. D., Inoue, M., Kubo, D., Koch, P., Leech, J., de Lera Acedo, E., Martin-Cocher, P., Nishioka, H., Nakamura, M., Matsushita, S., Paine, S. N., Patel, N., Raffin, P., Snow, W., Sridharan, T. K., Srinivasan, R., Thomas, C. N., Tong, E., Wang, M. J., Wheeler, C., Withington, S., Yassin, G., y Zeng, L. Z., “Instrumentation for single-dish observations with The Greenland Telescope”, en *Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VII* (Holland, W. S. y Zmuidzinas, J., eds.), vol. 9153 de *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, p. 91531V, 2014, doi:10.1117/12.2056969.
- [64] Bradley, R., “[online]. Available: https://www.cv.nrao.edu/~demerson/almabk/construct/chap7/old_chap7.2/chap7.2.pdf”.
- [65] Bryerton, E., Saini, K., Morgan, M., Stogoski, M., Boyd, T., y Thacker, D., “Development of electronically tuned local oscillators for alma”, en *2005 Joint 30th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 13th International Conference on Terahertz Electronics*, vol. 1, pp. 72–73 vol. 1, 2005, doi:10.1109/ICIMW.2005.1572412.
- [66] D’Addario, L., “[online]. Available: <https://www.cv.nrao.edu/~demerson/almabk/construct/chap7/chap7.pdf>”.
- [67] Hwang, Y.-J., Chiong, C.-C., Kuo, Y.-F., Lin, C.-C., Ho, C.-T., Chuang, C.-C., Chang, H.-Y., Lin, Y.-S., Tsai, Z.-M., y Wang, H., “Development of receiver and local oscillator components for Atacama large millimeter/submillimeter array (ALMA) band-1 in Taiwan”, en *Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VI* (Holland, W. S. y Zmuidzinas, J., eds.), vol. 8452 de *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series*, p. 84522Q, 2012, doi:10.1117/12.925875.
- [68] Hwang, Y.-J., Chiong, C.-C., Huang, Y.-D., Huang, C.-D., Liu, C.-T., Kuo, Y.-F., Weng, S.-H., Ho, C.-T., Chiang, P.-H., Wu, H.-L., Chang, C.-C., Jian, S.-T., Lee, C.-F., Lee, Y.-W., Pospieszalski, M., Henke, D., Finger, R., Tapia, V., y Gonzalez, A., “Band-1 receiver front-end cartridges for Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA): design and development toward production”, en *Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VIII* (Holland, W. S. y Zmuidzinas, J., eds.), vol. 9914, p. 99141X, *International Society for Optics and Photonics, SPIE*, 2016, doi:10.1117/12.2231547.
- [69] Fujii, Y., Kroug, M., Kaneko, K., Gonzalez, A., Uzawa, Y., Kojima, T., Kuroiwa, K., Miyachi, A., Makise, K., Wang, Z., y Shan, W., “Performance of the alma band 10 receiver prototype model”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 3, pp. 606–611, 2011, doi:10.1109/TASC.2010.2093861.
- [70] “[online]. Available: https://www.eso.org/sci/meetings/2016/ALMA_Bands/Butroid

- [71] Rodriguez, R., Design, Construction And Testing Of A 2SB Receiver For The Southern Millimeter-Wave Telescope. PhD thesis, Universidad de Chile, 2015.
- [72] Sekimoto, Y., Iizuka, Y., Satou, N., Ito, T., Kumagai, K., Kamikura, M., Naruse, M., y Wenlei, S., “Development of alma band 8 (385-500 ghz) cartridge”, 2008.
- [73] Belitsky, V., Bylund, M., Desmaris, V., Ermakov, A., Ferm, S.-E., Fredrixon, M., Krause, S., Lapkin, I., Meledin, D., Pavolotsky, A., Rashid, H., Shafiee, S., Strandberg, M., Sundin, E., Yadranjee Aghdam, P., Hesper, R., Barkhof, J., Bekema, M. E., Adema, J., de Haan, R., Koops, A., Boland, W., Yagoubov, P., Marconi, G., Siringo, G., Humphreys, E., Tan, G. H., Laing, R., Testi, L., Mroczkowski, T., Wild, W., Saini, K. S., y Bryerton, E., “Alma band 5 receiver cartridge - design, performance, and commissioning”, *A&A*, vol. 611, p. A98, 2018, [doi:10.1051/0004-6361/201731883](https://doi.org/10.1051/0004-6361/201731883).
- [74] G., M. y M, B., ”Satellite Communications Systems”, vol. 4th edition,. 2002.
- [75] Vito, K. M. T., Radio receiver design. 2000.
- [76] Mangum, P. R. J. G., “ALMA Memo 170- System Temperatures, Single Versus Double Sideband Operation, and Optimum Receiver Performance, tech. rep.”, 1997.
- [77] Lamb, J. W., “ALMA Memo 170- SSB vs. DSB for Submillimeter Receivers , tech. rep.”, 2000.
- [78] et al., T. L. W., Tools of radio astronomy, vol. Astronomy and astrophysics library. 2009.
- [79] Ramos Oliver, N., “Automatización de un Radiómetro para Medir la Opacidad Atmosférica a 115 GHZ ”, Universidad de Chile, 2009.
- [80] “[online]. Available: <https://library.nrao.edu/public/memos/alma/main/memo512.pdf>”.
- [81] Dahmén, G., Hüttemeister, S., Wilson, T., Mauersberger, R., Linhart, A., Bronfman, L., Tieftrunk, A., Meyer, K., Wiedenhöver, W., Dame, T., Palmer, E., May, J., Aparici, J., y Mac-Auliffe, F., “Molecular gas in the galactic center region”, <http://dx.doi.org/10.1051/aas:1997389>, 1998.
- [82] Nyman, L. A., Thaddeus, P., Bronfman, L., y Cohen, R. S., “A Large Molecular Cloud in Lupus far from the Galactic Plane”, , vol. 314, p. 374, 1987, [doi:10.1086/165068](https://doi.org/10.1086/165068).
- [83] Bronfman, L., Cohen, R. S., Alvarez, H., May, J., y Thaddeus, P., “A CO Survey of the Southern Milky Way: The Mean Radial Distribution of Molecular Clouds within the Solar Circle”, , vol. 324, p. 248, 1988, [doi:10.1086/165892](https://doi.org/10.1086/165892).
- [84] Bronfman, L., Alvarez, H., Cohen, R. S., y Thaddeus, P., “A Deep CO Survey of Molecular Clouds in the Southern Milky Way”, , vol. 71, p. 481, 1989, [doi:10.1086/191384](https://doi.org/10.1086/191384).
- [85] Institut de Radioastronomie Millimétrique (IRAM), “[online]. Available: <https://www.iram-institute.org/en/>”.
- [86] Nobeyama Radio Observatory, “[online]. Available: <https://www.nro.nao.ac.jp/en/>”.
- [87] Z. Ying-Xi et al., “Upgrade procedure for the delingha 13.7-m telescope”, *Chinese Journal of Astronomy and Astrophysics*, vol. 4, pp. 390–396, 2004, [doi:10.1088/1009-9](https://doi.org/10.1088/1009-9)

271/4/4/390.

- [88] Australia Telescope Compact Array (ATCA), “[online]. Available: <https://www.narrabri.atnf.csiro.au/>”.
- [89] Mopra Radio Telescope, “[online]. Available: <https://www.narrabri.atnf.csiro.au/mopra/>”.
- [90] Cfa MMWavw Group, “[online]. Available: <https://www.cfa.harvard.edu/mmw/>”.
- [91] Metsahovi Radio Observatory, “[online]. Available: <https://www.aalto.fi/metsahovi-radio-observatory>”.
- [92] Onsala Space Observatory, “[online]. Available: <https://www.oso.chalmers.se/>”.
- [93] Suffa, “[online]. Available: <http://asc-lebedev.ru/index2.php?engdep=16&engsuffa=2>”.
- [94] Arizona Radio Observatory, “[online]. Available: aro.as.arizona.edu/12m_docs/12_meter_description.htm”.
- [95] Atacama Large Millimeter/submillimeter Array (ALMA), “[online]. Available: <https://www.almaobservatory.org>”.
- [96] , “[online]. Available: <https://www.llamaobservatory.org/es/inicio.html>”.
- [97] Ezawa, H., Kawabe, R., Kohno, K., y Yamamoto, S., “The Atacama Submillimeter Telescope Experiment (ASTE)”, en Ground-based Telescopes (Jr., J. M. O., ed.), vol. 5489, pp. 763 – 772, International Society for Optics and Photonics, SPIE, 2004, [doi:10.1117/12.551391](https://doi.org/10.1117/12.551391).
- [98] Mizuno, N., Yamaguchi, R., Abe, R., Saito, H., Matsunaga, K., Moriguchi, Y., Rubio, M.-T., Onishi, T., Mizuno, A., y Fukui, Y., “A 12co survey of the lmc with nanten: Sensitive observations”, vol.-1, pp. 56–57, 1999.
- [99] Argus Observer’s Web Page , “[online]. Available: <https://www.gb.nrao.edu/argus/>”.
- [100] wave laboratory", M., “[online]. Available: http://www.das.uchile.cl/lab_mwl/index.html#”.
- [101] Gonzalez, A. y Asayama, S., “Double-ridged waveguide orthomode transducer (omt) for the 67–116-ghz band”, Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, vol. 39, 2018, [doi:10.1007/s10762-018-0503-5](https://doi.org/10.1007/s10762-018-0503-5).
- [102] LowNoiseFactori, “[online]. Available: <https://www.lownoisefactory.com/>”, <https://www.lownoisefactory.com/>.
- [103] “[online]. Available: https://www.ommic.com/datasheets/OMMIC_DATASHEET_LNA_CGY2190UH-C2.pdf”.
- [104] Monasterio, D., Jarufe, C., Gallardo, D., Reyes, N., Mena, F. P., y Bronfman, L., “A compact sideband separating downconverter with excellent return loss and good conversion gain for the w band”, IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 9, no. 6, pp. 572–580, 2019, [doi:10.1109/TTHZ.2019.2937955](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2019.2937955).
- [105] Rappaport, T. S., Sun, S., Mayzus, R., Zhao, H., Azar, Y., Wang, K., Wong, G. N., Schulz, J. K., Samimi, M., y Gutierrez, F., “Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!”, IEEE Access, vol. 1, pp. 335–349, 2013, [doi:10.1109/ACCESS.2013.2260813](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2013.2260813).

- [106] Mao, C.-X., Khalily, M., Xiao, P., Brown, T. W. C., y Gao, S., “Planar Sub-Millimeter-Wave Array Antenna With Enhanced Gain and Reduced Sidelobes for 5G Broadcast Applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 160–168, 2019, [doi:10.1109/TAP.2018.2874796](https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2874796).
- [107] Cheng, B., Lu, B., Gao, J., Chen, P., Liu, Q., He, Y., y He, X., “Standoff 3-D imaging with 4Tx-16Rx MIMO-Based radar at 340 GHz”, en *2017 42nd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, pp. 1–2, 2017, [doi:10.1109/IRMMW-THz.2017.8067176](https://doi.org/10.1109/IRMMW-THz.2017.8067176).
- [108] Paik, S., “MMIC radar transceivers for industrial sensors”, en *Proceedings of 1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1063–1065 vol.3, 1995, [doi:10.1109/MWSYM.1995.406155](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1995.406155).
- [109] A. R. Kerr, S.-K. P. y Effland, J. E., “ALMA Memo 357- Sideband Calibration of Millimeter-Wave Receivers, tech. rep.”, 2000.
- [110] Wu, Y.-C., Hwang, Y.-J., Chiong, C.-C., Lu, B.-Z., y Wang, H., “An Innovative Joint-Injection Mixer With Broadband IF and RF for Advanced Heterodyne Receivers of Millimeter-Wave Astronomy”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 68, no. 12, pp. 5408–5422, 2020, [doi:10.1109/TMTT.2020.3028965](https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.3028965).
- [111] de Graauw, T., “The Atacama Large Millimeter/submillimeter Array”, en *2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, pp. 1–4, 2011, [doi:10.1109/irmmw-THz.2011.6105024](https://doi.org/10.1109/irmmw-THz.2011.6105024).
- [112] Smith, S. L., Merkle, T., Smart, K. W., Hay, S., Shen, M., y Ceccato, F., “Design Aspects of an Antenna-MMIC Interface Using a Stacked Patch at 71–86 GHz”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1591–1598, 2013, [doi:10.1109/TAP.2013.2239251](https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2239251).
- [113] Monasterio, D., Jarufe, C., Gallardo, D., Reyes, N., Mena, F. P., y Bronfman, L., “A Compact Sideband Separating Downconverter With Excellent Return Loss and Good Conversion Gain for the W Band”, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 9, no. 6, pp. 572–580, 2019, [doi:10.1109/TTHZ.2019.2937955](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2019.2937955).
- [114] Shen, G., Che, W., Feng, W., Shi, Y., y Shen, Y., “Low Insertion-Loss MMIC Bandpass Filter Using Lumped-Distributed Parameters for 5G Millimeter-Wave Application”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 11, no. 1, pp. 98–108, 2021, [doi:10.1109/TCPMT.2020.3039987](https://doi.org/10.1109/TCPMT.2020.3039987).
- [115] Valente, G., Navarrini, A., Schaefer, F., Serres, P., y Thome, F., “Architecture of Highly Integrated Cryogenic Active Planar OrthoMode Transducer for the 3-mm Band”, en *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC)*, pp. 1–4, 2018, [doi:10.23919/URSI-AT-RASC.2018.8471471](https://doi.org/10.23919/URSI-AT-RASC.2018.8471471).
- [116] Van Heuven, J., “A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition”, en *1974 4th European Microwave Conference*, pp. 541–545, 1974, [doi:10.1109/EUMA.1974.332108](https://doi.org/10.1109/EUMA.1974.332108).
- [117] Yao, H.-W., Abdelmonem, A., Liang, J.-F., y Zaki, K., “A full wave analysis of microstrip-to-waveguide transitions”, en *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*, pp. 213–216 vol.1, 1994, [doi:10.1109/MWSYM.1994.335341](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1994.335341).
- [118] Wu, C., Zhang, Y., Li, Y., Zhu, H., Xiao, F., Yan, B., y Xu, R., “Millimeter-Wave

- Waveguide-to-Microstrip Inline Transition Using a Wedge-Waveguide Iris”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1–1, 2021, [doi:10.1109/TMTT.2021.3123349](https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3123349).
- [119] Lou, Y., Chan, C. H., y Xue, Q., “An in-line waveguide-to-microstrip transition using radial-shaped probe”, en *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 3117–3120, 2007, [doi:10.1109/APS.2007.4396196](https://doi.org/10.1109/APS.2007.4396196).
- [120] Zhang, Y., Ruiz-Cruz, J. A., Zaki, K. A., y Piloto, A. J., “A Waveguide to Microstrip Inline Transition With Very Simple Modular Assembly”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 9, pp. 480–482, 2010, [doi:10.1109/LMWC.2010.2056358](https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2056358).
- [121] Sharma, A. K., “Tunable waveguide-to-microstrip transition for millimeter-wave applications”, en *1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 353–356, 1987, [doi:10.1109/MWSYM.1987.1132403](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1987.1132403).
- [122] Shih, Y.-C., Ton, T.-N., y Bui, L., “Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications”, en *1988. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 473–475 vol.1, 1988, [doi:10.1109/MWSYM.1988.22077](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1988.22077).
- [123] Li, E. S., Tong, G.-X., y Niu, D. C., “Full W-band Waveguide-to-microstrip Transition With New E-plane Probe”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 1, pp. 4–6, 2013, [doi:10.1109/LMWC.2012.2235176](https://doi.org/10.1109/LMWC.2012.2235176).
- [124] Kooi, J.W., C. G.-W. S. e. a. A., “Full-Height Waveguide to Thin-Film Microstrip Transition with Exceptional RF Bandwidth and Coupling Efficiency”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 24, no. 1, p. 261–284, 2003, [doi:10.1023/A:1021903132609](https://doi.org/10.1023/A:1021903132609).
- [125] Lin, C.-C. y Hwang, Y.-J., “Single-sleeve waveguide-to-microstrip transition probe for full waveguide bandwidth”, en *2012 7th European Microwave Integrated Circuit Conference*, pp. 766–769, 2012.
- [126] Risacher, C., Vassilev, V., Pavolotsky, A., y Belitsky, V., “Waveguide-to-microstrip transition with integrated bias-T”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 7, pp. 262–264, 2003, [doi:10.1109/LMWC.2003.815182](https://doi.org/10.1109/LMWC.2003.815182).
- [127] Li, B., Zhang, J., Deng, Y., Ma, T., Zhou, Z., y Sun, L., “W-band Microstrip-to-Waveguide Transition without Back-short Structure”, en *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, pp. 1–2, 2021, [doi:10.1109/ICMMT52847.2021.9618261](https://doi.org/10.1109/ICMMT52847.2021.9618261).
- [128] Llorente-Romano, S., Dorta-Naranjo, B. P., Perez-Martinez, F., y Salazar-Palma, M., “Design, Implementation and Measurements of Ka-band Waveguide-to-microstrip Transitions”, en *2002 32nd European Microwave Conference*, pp. 1–4, 2002, [doi:10.1109/EUMA.2002.339378](https://doi.org/10.1109/EUMA.2002.339378).
- [129] Oh, H.-S. y Yeom, K.-W., “A full ku-band reduced-height waveguide-to-microstrip transition with a short transition length”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 9, pp. 2456–2462, 2010, [doi:10.1109/TMTT.2010.2058251](https://doi.org/10.1109/TMTT.2010.2058251).
- [130] Kumar, G. A. y Poddar, D. R., “Broadband Rectangular Waveguide to Suspended Stripline Transition Using Dendritic Structure”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 11, pp. 900–902, 2016, [doi:10.1109/LMWC.2016.2615009](https://doi.org/10.1109/LMWC.2016.2615009).

- [131] Carpenter, J., Iono, D., Kemper, F., y Wootten, A., “The alma development program: Roadmap to 2030”, Monthly Newsletter of International URSI Commission J, Radio Astronomy January 2020, eprint=2001.11076, primaryClass=astro-ph.IM, archivePrefix=arXiv, <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/2001/2001.11076.pdf>.
- [132] Fuller, G. A., Avison, A., Beltran, M., Casasola, V., Caselli, P., Cicone, C., Costagliola, F., Breuck, C. D., Hunt, L., Jimenez-Serra, I., Laing, R., Longmore, S., Massardi, M., Mroczkowski, T., Paladino, R., Ramstedt, S., Richards, A., Testi, L., Vergani, D., Viti, S., y Wagg, J., “The science case for alma band 2 and band 2+3”, 2020.
- [133] González, Á., Kojima, T., Kaneko, K., y Asayama, S., “275–500 GHz waveguide diplexer to combine local oscillators for different frequency bands”, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 7, pp. 669–676, 2017.
- [134] Masui, S., Yamasaki, Y., Ogawa, H., Kondo, H., Yokoyama, K., Matsumoto, T., Minami, T., Okawa, M., Konishi, R., Kawashita, S., Konishi, A., Nakao, Y., Nishimoto, S., Yoneyama, S., Ueda, S., Hasegawa, Y., Fujita, S., Nishimura, A., Kojima, T., Uemizu, K., Kaneko, K., Sakai, R., Gonzalez, A., Uzawa, Y., y Onishi, T., “Development of a new wideband heterodyne receiver system for the Osaka 1.85 m mm-submm telescope: Receiver development and the first light of simultaneous observations in 230 GHz and 345 GHz bands with an SIS-mixer with 4-21 GHz IF output”, vol. 73, no. 4, pp. 1100–1115, 2021, [doi:10.1093/pasj/psab046](https://doi.org/10.1093/pasj/psab046).
- [135] Yagoubov, P., Mroczkowski, T., Belitsky, V., Cuadrado-Calle, D., Cuttaia, F., Fuller, G. A., Gallego, J.-D., Gonzalez, A., Kaneko, K., Mena, P., Molina, R., Nesti, R., Tapia, V., Villa, F., Beltrán, M., Cavaliere, F., Ceru, J., Chesmore, G. E., Coughlin, K., Breuck, C. D., Fredrixon, M., George, D., Gibson, H., Golec, J., Josaitis, A., Kemper, F., Kotiranta, M., Lapkin, I., López-Fernández, I., Marconi, G., Mariotti, S., McGenn, W., McMahon, J., Murk, A., Pezzotta, F., Phillips, N., Reyes, N., Ricciardi, S., Sandri, M., Strandberg, M., Terenzi, L., Testi, L., Thomas, B., Uzawa, Y., Viganò, D., y Wadefalk, N., “Wideband 67-116 GHz receiver development for ALMA band 2”, *Astronomy & Astrophysics*, vol. 634, p. A46, 2020, [doi:10.1051/0004-6361/201936777](https://doi.org/10.1051/0004-6361/201936777).
- [136] Williams, D., Jargon, J., Arz, U., y Hale, P., “Rectangular-waveguide impedance”, *Automatic RF Techniques Group Microwave Measurements Conference*, Phoenix, AZ, 2015, [doi:https://doi.org/10.1109/ARFTG.2015.7162902](https://doi.org/10.1109/ARFTG.2015.7162902).
- [137] Escudero, J., Torres, A., Gonzalo, R., y Ederra, I., “A simplified design inline microstrip-to-waveguide transition”, *Electronics*, vol. 7, p. 215, 2018, [doi:10.3390/electronics7100215](https://doi.org/10.3390/electronics7100215).
- [138] Villegas, F., Stones, D., y Hung, H., “A novel waveguide-to-microstrip transition for millimeter-wave module applications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 1, pp. 48–55, 1999, [doi:10.1109/22.740075](https://doi.org/10.1109/22.740075).
- [139] Li, J., Ying, Q., y Xu, J., “A full ka-band microstrip-to-waveguide transition using tapered CPS probe and V-antenna”, en *2012 The 7th German Microwave Conference*, pp. 1–4, 2012.
- [140] Sharma, A. K., “Tunable Waveguide-to-Microstrip Transition for Millimeter-Wave Applications”, en *1987 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 353–356, 1987, [doi:10.1109/MWSYM.1987.1132403](https://doi.org/10.1109/MWSYM.1987.1132403).
- [141] Guo, J., Xu, J., Cui, Y., Xu, Z., y Qian, C., “Q-band waveguide-to-suspended-stripline

- transition with dc/if”, en 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 283–285, 2014.
- [142] Chakrabarti, S., Chatterjee, S., y Banerjee, P., “An unconventional design of microstrip to waveguide ridged transition at ka-band”, en 2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), pp. 1–2, 2017, [doi:10.1109/AEMC.2017.8325752](https://doi.org/10.1109/AEMC.2017.8325752).
- [143] Mohamed, I. y Sebak, A., “Broadband transition of substrate-integrated waveguide-to-air-filled rectangular waveguide”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 28, no. 11, pp. 966–968, 2018, [doi:10.1109/LMWC.2018.2871330](https://doi.org/10.1109/LMWC.2018.2871330).
- [144] Głogowski, R., Zürcher, J.-F., Peixeiro, C., y Mosig, J. R., “Ka-band rectangular waveguide to suspended stripline transition”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 23, no. 11, pp. 575–577, 2013, [doi:10.1109/LMWC.2013.2281408](https://doi.org/10.1109/LMWC.2013.2281408).
- [145] Mozharovskiy, A., Churkin, S., Arternenko, A., y Maslennikov, R., “Wideband Probe-Type Waveguide-To-Microstrip Transition for 28 GHz Applications”, en 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), pp. 113–116, 2018, [doi:10.23919/EuMC.2018.8541511](https://doi.org/10.23919/EuMC.2018.8541511).
- [146] Wu, Y. y Zeng, Q. S., “Design of Rectangular Waveguide-to-Microstrip Transition for Millimeter Wave Application”, en 2020 13th UK-Europe-China Workshop on Millimetre-Waves and Terahertz Technologies (UCMMT), pp. 1–3, 2020, [doi:10.1109/UCMMT49983.2020.9296094](https://doi.org/10.1109/UCMMT49983.2020.9296094).
- [147] G, Dahmen, et al., “Molecular gas in the Galactic center region I. Data from a large scale C18O(J = 1 → 0) survey”,.
- [148] Astudillo, P., “Medición del patrón de radiación del telescopio mini”, Engineering thesis, Universidad de Chile, 2014.
- [149] Vasquez, P., “Instalación y puesta en marcha del radiotelescopio mini”, Engineering thesis, Universidad de Chile, 2011.
- [150] Finger, R., Design and construction of a digital sideband separating spectrometer for the 1.2-Meter Southern Radio Telescope. PhD thesis, Universidad de Chile, 2013.
- [151] Monasterio, D., “Documentacion tecnica de la placa de oscilador local para el nuevo receptor del radiotelescopio mini”, rep. tec.
- [152] Rodriguez, R., Finger, R., Mena, F. P., Alvear, A., Fuentes, R., Khudchenko, A., Hesper, R., Baryshev, A. M., Reyes, N., y Bronfman, L., “Digital compensation of the sideband-rejection ratio in a fully analog 2sb sub-millimeter receiver”, A&A, vol. 619, p. A153, 2018, [doi:10.1051/0004-6361/201732316](https://doi.org/10.1051/0004-6361/201732316).
- [153] Vasquez., C., “Optimización de la razón señal a ruido de un receptor a 115 ghz para fines radioastronómicos”, Engineering thesis, Universidad de Chile, 2007.
- [154] Reyes., N., “Integración física de un amplificador de bajo ruido en un receptor de 100 ghz”, Engineering thesis, Universidad de Chile, 2006.
- [155] G. Yu and S. Philip, “The Star Formation Rate and Dense Molecular Gas in Galaxies”, The Astrophysical Journal, vol. 606, no. 1, pp. 271–290, 2004, [doi:10.1086/382999](https://doi.org/10.1086/382999).
- [156] Jarufe, C., DEVELOPMENT OF MODULAR COMPONENTS FOR RADIO ASTRONOMICAL RECEIVERS IN THE BANDS Q (30–50 GHZ) AND W (80–110 GHZ). PhD thesis, Universidad de Chile, 2017.
- [157] “[online]. Available: <https://www.llamaobservatory.org/es/sobre.html>”.

- [158] “[online]. Available: <http://www.iar.unlp.edu.ar/boletin/bol-dic09.htm>”.
- [159] “[online]. Available: <https://www.llamaobservatory.org/ws2022/presentations/salta2022/taniadominici.pdf>”.
- [160] “[online]. Available: <https://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/2010/2010.00738.pdf>”.
- [161] “[online]. Available: <https://www.iteda.cnea.gov.ar/?q=node/39>”.
- [162] Gonzalez, A., Tapia, V., Reyes, N., Mena, F. P., Nesti, R., Villa, F., Cuttaia, F., de Rosa, A., di Giorgio, A. M., Morbidini, A., y Yagoubov, P., “Alma band 2+3 (67–116 ghz) optics: Design and first measurements”, en 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), pp. 1195–1196, 2016, [doi:10.1109/APS.2016.7696305](https://doi.org/10.1109/APS.2016.7696305).
- [163] Tapia, V., Nesti, R., González, A., Barrueto, I., Mena, F. P., Reyes, N., Villa, F., Cuttaia, F., y Yagoubov, P., “An ultra-broadband optical system for ALMA Band 2+3”, en Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VIII (Holland, W. S. y Zmuidzinas, J., eds.), vol. 9914 de Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series, p. 99142X, 2016, [doi:10.1117/12.2233143](https://doi.org/10.1117/12.2233143).
- [164] Avilés, C., “Documentacion tecnica del cartucho llama”, rep. tec.
- [165] Astudillo, P., “Documentacion tecnica y manual de operación del radiotelescopio mini”, rep. tec.

ANEXO

A. Métodos de calibración

En el SMWT se hacen rutinariamente tres pruebas de calibración: hot-cold, calibración atmosférica y apuntamiento al sol. Con el fin de comprobar el desempeño del receptor, el descuento de las temperaturas de ruido diferentes a la fuente en observación. Finalmente, comprobar que el telescopio está apuntando correctamente.

Hot-Cold test

El método de Hot-Cold es una de las pruebas más importantes, ya que da cuenta de la temperatura de ruido del receptor que afecta directamente a la sensibilidad del radiotelescopio. La temperatura de ruido de receptor tiene una fuerte variación en frecuencia a causa de la ventana de vacío de cuarzo. Esta variación se confirma con valores medidos de hot-cold desde 150 K para ^{12}CO (115.2 GHz) hasta 290 K para HCN (88.6 GHz) generando variaciones importantes en la temperatura de ruido del sistema completo.

Calibración Atmosférica

Esta prueba da cuenta de la opacidad atmosférica y se hace a través del sistema de control en el receptor actual. Esta calibración se realiza tomando medidas de potencia para distintos puntos en elevación con el azimut fijo. El programa de control toma diez mediciones para una misma frecuencia central. A partir de esto se obtienen medidas de profundidad óptica (τ_W) del agua en la línea CO, temperatura efectiva de vapor de agua en Kelvin (T_W) y los ajustes de los valores a la curva (η) de acuerdo con el siguiente modelo atmosférico [165],

$$\Delta P = \frac{2\eta G}{R} \left[T_{atm} - T_W \left[T_W + \frac{1}{2} (T_{Bo}^i + T_{Bo}^s) \right] e^{-\tau_W A} \right], \quad (\text{A.1})$$

donde T_{atm} es la temperatura ambiente, G y R son cantidades obtenidas a partir de las medidas de Hot-Cold test. T_{Bo}^i y T_{Bo}^s son temperaturas de brillo de la imagen y la señal de oxígeno y A representa las masas de aire dependiente de la elevación. El programa control da como resultado una gráfica del comportamiento de la diferencia de potencia en función de las masas de aire como se muestra en la figura A.1. Se puede ver cómo a medida que las masas de aire aumentan, la diferencia de potencia entre la carga caliente y la atmósfera disminuye. Este comportamiento significa que con la disminución de la elevación desde el cenit hasta el horizonte, las masas de aire aumentan radiando más potencia hacia la antena y haciendo que la diferencia de potencia con la carga caliente disminuya.

Apuntamiento al Sol

Es una prueba de calibración que consiste en apuntar la antena directamente hacia el limbo del Sol. Se le da al programa control los datos ascensión y declinación para el Sol en ese día y se apunta la antena en esa dirección. Se hace un barrido en azimut de derecha a izquierda,

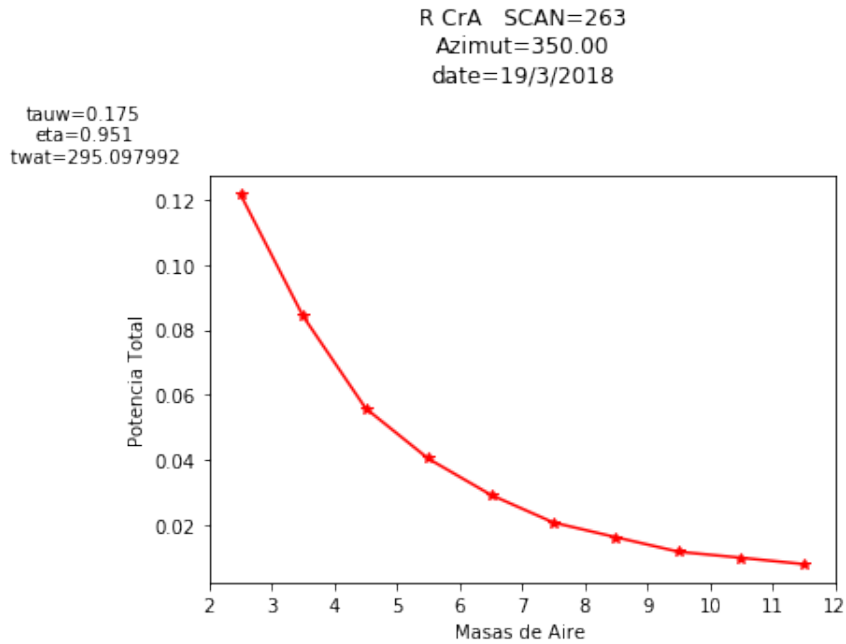


Figura A.1: Prueba de calibración atmosférica, para la fuente Corona Australis

comenzando desde una posición apartada del limbo Solar, pasando por él y alejándose de él. Luego se repite el mismo proceso en elevación. Finalmente queda registrada la simetría entre las potencias a medida que la antena se acerca al limbo Solar y cuando se aleja de él. La figura A.2 es un ejemplo del apuntamiento al Sol realizado el 11 de marzo del 2018. El programa control muestra una gráfica con el comportamiento del azimut y elevación del barrido. Se obtienen dos curvas resultantes que se muestran desfasadas entre ellas, lo que significa que la antena no está apuntando correctamente (errores en azimut y elevación mayor a 1 bit). Este error hace necesario hacer una corrección guardando en el sistema control los errores en azimut y elevación dados en el primer barrido y realizando un segundo barrido aplicando las correcciones con base en los errores introducidos. Luego de hacer el segundo barrido las curvas que se obtienen están superpuestas y son simétricas, con errores en azimut y elevación menores a un bit, indicando que la antena está bien apuntada y apta para hacer observación.

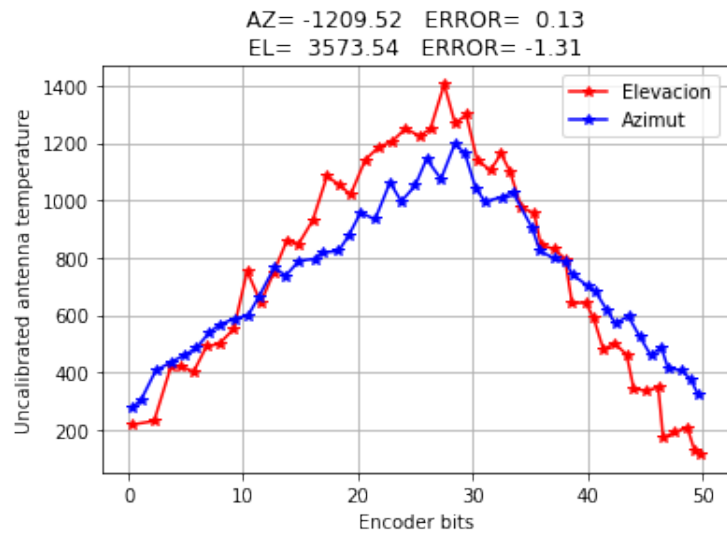


Figura A.2: Gráfica del sistema control al realizar la prueba de apuntamiento al Sol en azimut y elevación