

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

INTEGRACIÓN FÍSICA DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO
A UN RECEPTOR EN 100 GHZ

NICOLÁS REYES

2006

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

**INTEGRACIÓN FÍSICA DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO
A UN RECEPTOR EN 100 GHZ**

NICOLÁS REYES

COMISIÓN EXAMINADORA

CALIFICACIONES

	NOTA (n°)	NOTA (letras)	FIRMA
PROFESOR GUÍA: JORGE MAY
PROFESOR CO-GUÍA: NESTOR BECERRA
PROFESOR INTEGRANTE: LEONARDO BRONFMANN
NOTA FINAL EXAMEN DE TÍTULO:

**MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO
CIVIL ELECTRICISTA**

SANTIAGO DE CHILE
AGOSTO DE 2006

RESUMEN DE LA MEMORIA
PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
AUTOR: NICOLÁS REYES
PROF. GUÍA: JORGE MAY
FECHA: 21 DE AGOSTO DE 2006

INTEGRACIÓN FÍSICA DE UN AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO A UN RECEPTOR EN 100 GHZ

La Universidad de Chile, en conjunto con la Universidad de Harvard, opera un receptor, denominado Columbia - U. de Chile, que funciona en la banda de 115 GHz. Este telescopio fue construido a principios de la década de los '80 y fue ubicado en Cerro Tololo. Con él se han desarrollado numerosas investigaciones científicas, destacando el primer mapa de nuestra galaxia midiendo la emisión del ^{12}CO . Luego de más de 15 años de operación se decidió actualizar la tecnología de este receptor, de forma de aumentar su sensibilidad. Con este objetivo se desmontó el receptor y se trasladó a Cerro Calán, lugar donde se están realizando las modificaciones.

Durante el año 2004 se reemplazó el antiguo oscilador local tipo Klystron por un oscilador GUNN, el que presenta mejores características que el original, permitiendo una operación más rápida y cómoda. La segunda modificación de importancia consiste en incorporar un amplificador HEMT (High Electron Mobility Transistor) al receptor, de forma de aumentar su sensibilidad. Se debe destacar que este tipo de amplificadores son de última generación en cuanto a tecnologías de microondas y corresponden a prototipos experimentales. Este amplificador fue puesto a disposición de la Universidad de Chile por medio de una cooperación con el California Institute for Technologies (CalTech). El principal objetivo del presente trabajo es realizar la integración de dicho amplificador al sistema actual. A través de esta mejora se busca disminuir la temperatura de ruido del instrumento, aumentando su sensibilidad.

En primer lugar se realiza una completa descripción del sistema actual, la que permite entender a cabalidad las modificaciones que se desea realizar. Luego se procede a describir el amplificador, con el objetivo de establecer el punto óptimo en que este debe ser operado. Una vez descrito el amplificador se procede a especificar el nuevo diseño del receptor, considerando los aspectos eléctricos tanto como las restricciones físicas que presenta el sistema.

A través de estas modificaciones se logró construir un receptor capaz de realizar mediciones en la banda que va desde los 85 a los 115 GHz, con una temperatura de ruido de 140 °K. Este nuevo receptor permitirá la medición de diferentes transiciones moleculares con una excelente sensibilidad. Se destaca que temperaturas levemente más bajas pueden ser logradas solamente utilizando mezcladores SIS, tecnología más costosa que los HEMT, pues deben operar en helio líquido, mientras que los HEMT pueden funcionar con nitrógeno líquido o a temperatura ambiente.

Índice general

1. Introducción	6
1.1. Objetivos	6
1.2. Estructura del presente trabajo	8
2. Marco teórico	9
2.1. Las señales provenientes desde el espacio	9
2.1.1. Mecanismos de radiación electromagnética	10
2.2. Detección de señales débiles en la banda de microondas	12
2.2.1. El receptor superheterodino	13
2.2.2. El problema del ruido	15
2.3. El receptor Columbia - U. de Chile	16
2.3.1. El <i>front-end</i>	19
2.3.2. El oscilador local	21
2.3.3. El bloque de frecuencia intermedia	23
2.4. Otros instrumentos en la misma banda de frecuencias	24
3. Integrando el HEMT al receptor	26
3.1. Amplificadores HEMT	26
3.1.1. Tecnologías de fabricación	28
3.2. Operación de los amplificadores	29
3.2.1. Construcción de la fuente de polarización	30
3.2.2. Curvas de funcionamiento	31
3.2.3. Temperatura de ruido	32
3.3. El nuevo diseño para el <i>front-end</i> del receptor	33
3.3.1. El diseño eléctrico	33
3.3.2. El diseño mecánico	35
4. Resultados obtenidos	39
4.1. Fuente de polarización para el HEMT	39
4.2. Funcionamiento del amplificador	39
4.3. Nuevos diseños para el receptor	39
4.4. Trabajo futuro	40
5. Conclusiones	41
5.1. Proyecciones	42
5.2. Comentarios	42

A. Líneas de transmisión	43
A.1. Conectores coaxiales	44
A.2. Guías de onda	45
B. Operación del receptor en el laboratorio	47
B.1. Operación del oscilador local	47
B.2. Operación del receptor	49
C. Hojas de datos de algunos dispositivos	51

Índice de figuras

1.1. Telescopio APEX	7
2.1. El espectro electromagnético	9
2.2. Espectro de M82, imagen adaptada desde [2]	11
2.3. Transmisión atmosférica en la banda milimétrica y submilimétrica [3]	12
2.4. Receptor superheterodino	13
2.5. El problema de la imagen	14
2.6. Izquierda: El telescopio en su hogar. Derecha: El receptor en el Laboratorio de Cerro Calán	17
2.7. El receptor Columbia	18
2.8. El <i>front-end</i> del sistema, ubicado al interior del crióstato	20
2.9. Izquierda: Curva I-V de un dispositivo Gunn Derecha: El Gunn de J.E. Carlstrom	21
2.10. Diagrama del oscilador local	22
2.11. Poder generado por el oscilador local	23
2.12. Fotografía de la placa de oscilador local	23
2.13. Izquierda: Receptor ATCA, Derecha: Receptor SEQUOIA	25
3.1. Los HEMT W7 y W10	26
3.2. Estructura de un HEMT	27
3.3. Izquierda: MMIC de un amplificador de Poder [28], Derecha: LNA para 85-115 GHz[26]	29
3.4. Interior de los amplificadores y curvas de ganancia y ruido	30
3.5. Fuente de poder para los HEMT	31
3.6. Característica de W10	32
3.7. El aislador WBI de Millitech	33
3.8. El nuevo diseño para el receptor Columbia-U. de Chile	34
3.9. El interior del crióstato	36
3.10. Sistema de ventanas de vacío, imagen tomada y adaptada de [38]	37
3.11. Vista del nuevo diseño para el <i>front-end</i>	38
A.1. Conectores utilizados, SMA(1), BNC(2), N(3) y WR10(4)	44
B.1. Montaje experimental	47
B.2. Montaje experimental	49

Índice de cuadros

2.1. Principales líneas de emisión en la banda 85-115 GHz	17
2.2. Otros receptores que operan en la banda 85-115 GHz	24
3.1. Polarización de los amplificadores	29
3.2. Características del aislador WBI 10-REC00	34
3.3. Parámetros de los distintos componentes del nuevo <i>front-end</i>	35
B.1. Sintonización del oscilador local	48

Capítulo 1

Introducción

La radioastronomía es una rama de la astronomía que se dedica al estudio del espacio exterior utilizando la información recibida desde la Tierra por medio de radiación electromagnética de frecuencias que van entre los 10 MHz y 1.5 THz. En la banda que va entre los 10 MHz y los 100 GHz la atmósfera terrestre es excepcionalmente transparente, permitiendo la realización de observaciones desde la superficie de la Tierra. Esto ha permitido un gran crecimiento de este campo de investigación, siendo hoy en día indispensable para el estudio de distintos problemas astronómicos, tales como la radiación de fondo cósmico, radiogalaxias, pulsares, formación y evolución estelar o el estudio de nubes moleculares, entre otros.

En la banda superior, es decir entre los 100 GHz y 1.5 THz existen una serie de ventanas de observación, que permiten la realización de mediciones en estas frecuencias. De todas formas estas ventanas exhiben una fuerte dependencia de las condiciones atmosféricas. Por ello se deben emplazar los receptores en lugares en que la interferencia de la atmósfera sea mínima.

Actualmente existen en Chile cerca de cinco observatorios radio astronómicos de última tecnología, destacando los proyectos APEX (Atacama PathFinder Experiment), ASTE (Atacama Submillimeter Telescope Experiment), CBI (Cosmic Background Imager) y Nanten. Además se encuentra en construcción el proyecto ALMA (Atacama Large Millimeter Array), que cuando inicie su operación se convertirá en el mayor interferómetro en la banda milimétrica a nivel mundial, utilizando líneas bases de hasta 10 Km. Todos estos proyectos se localizan en el interior de la segunda región del país, específicamente en las cercanías de San Pedro de Atacama. Esta ubicación fue escogida debido a que la gran altitud de ese lugar, sumada a la baja cantidad de humedad presente en el aire, permiten que la absorción de las señales por parte de la atmósfera sea mínima. Otras ventajas que presenta el norte de Chile son las facilidades de acceso, tales como caminos y existencia de ciudades con servicios en las cercanías, además de una topografía que presenta grandes espacios abiertos donde instalar cómodamente las antenas. Esta situación ha convertido a Chile en una ubicación privilegiada para la realización de proyectos de gran envergadura, planteando el desafío de generar profesionales capacitados para desempeñarse en la compleja problemática que se presenta en este tipo de proyectos.

1.1. Objetivos

Por su parte, la Universidad de Chile, en conjunto con la Universidad de Harvard, opera un receptor, denominado Columbia - U. de Chile, que funciona en la banda de 115 GHz. Este



Figura 1.1: Telescopio APEX

telescopio, construido a principios de la década de los '80 y ubicado en el Observatorio Interamericano de Cerro Tololo, ha permitido realizar numerosas investigaciones científicas, destacando el primer mapa de nuestra galaxia midiendo la emisión del ^{12}CO . Luego de más de 15 años de operación se decidió modernizar la tecnología de este receptor, de forma de aumentar su sensibilidad. Con este objetivo se desmontó el receptor y se trasladó a Cerro Calán, lugar donde se están realizando las modificaciones. En primer lugar se reemplazó el antiguo oscilador local tipo Klystron por un oscilador local Gunn, que presenta mejores características que el original, además de permitir una operación más rápida y cómoda. La segunda modificación consiste en incorporar un amplificador HEMT (High Electron Mobility Transistor) al receptor, de forma de aumentar su sensibilidad. Este amplificador fue puesto a disposición de la Universidad de Chile a través de una cooperación con el California Institute of Technology (CalTech). El principal objetivo del presente trabajo es realizar la integración de dicho amplificador al sistema actual.

En este punto es necesario destacar que los amplificadores HEMT corresponden a amplificadores de última tecnología, capaces de amplificar señales de frecuencias tan altas como 100 GHz. Hoy en día estos dispositivos son los únicos capaces de lograr ganancia en esta banda de frecuencia. Este es el caso del amplificador de que se dispone, el que no corresponde a un modelo comercial sino a un prototipo de investigación, del que se espera que sea capaz de amplificar señales desde los 75 GHz hasta los 115 GHz, con una ganancia de al menos 20 dB.

Tanto el trabajo de reemplazo del oscilador local, como la integración del amplificador HEMT se realizaron en el Laboratorio de Radio Frecuencias en Cerro Calán, que dispone de las facilidades para trabajar con este tipo de tecnologías. El laboratorio cuenta con protecciones anti-estáticas adecuadas, generadores de señales, analizador de espectro y contadores de frecuencia de hasta 20 GHz. Para frecuencias mayores se cuenta con un medidor de potencia capaz de medir señales con frecuencias desde 60 GHz hasta varios THz.

1.2. Estructura del presente trabajo

El Capítulo 2 pretende introducir al lector en el problema que se aborda en el presente trabajo. En él se entregan los antecedentes necesarios para entender el funcionamiento de los receptores utilizados en radio-astronomía, poniendo especial énfasis en el receptor con el que se está trabajando. En primer lugar, se realiza una descripción de los fenómenos que se desean medir, explicando su utilidad para la investigación científica. La principal finalidad de esta sección es entender cuáles son los requisitos que debe tener un receptor que va a ser usado con fines radioastronómicos. En el segundo punto se profundiza la teoría que está detrás de los receptores super heterodinos, nombrándose las principales tecnologías utilizadas hoy en día en la banda milimétrica y submilimétrica. También se analiza la incidencia del ruido sobre el desempeño de los receptores. En el tercer punto se realiza una completa descripción del receptor Columbia - U. de Chile, con el fin de mostrar el estado actual del sistema y hacer posible la comprensión de los cambios que se desarrollarán en él. Por último, se realiza una revisión de los telescopios que funcionan en la banda de 85-115 GHz, poniendo atención a aquellos que utilizan amplificadores HEMT como *front-end*.

El Capítulo 3 muestra todos los pasos que se siguieron para incorporar exitosamente el amplificador HEMT al receptor Columbia - U. de Chile. Primero se desarrolla una revisión de esta tecnología, poniendo especial énfasis en describir los amplificadores de los que se dispone. Luego se detalla la construcción de una fuente de voltaje para proveer de polarización al amplificador. Por último se da cuenta del nuevo diseño que tendrá el receptor. Por un lado se realiza el diseño eléctrico, especificándose los componentes necesarios para completar la modernización del receptor. Además se detalla el diseño mecánico con que serán dispuestos los componentes en el interior del termo.

Una vez implementadas estas modificaciones se dispondrá de un receptor capaz de funcionar en la banda que va desde los 85 a los 115 GHz con una temperatura de ruido de cerca de 140°K. Esto permitirá realizar observaciones de diferentes transiciones moleculares, entre las que se cuentan el monóxido de carbono, el óxido de silicio y el cianuro de hidrógeno. Utilizando esa información es posible realizar nuevos estudios sobre la estructura del centro galáctico. Se destaca que niveles de ruido levemente más bajos pueden solamente ser logrados utilizando mezcladores SIS, tecnología más costosa que los HEMT, pues deben operar en helio líquido, mientras que los HEMT pueden funcionar con nitrógeno líquido o a temperatura ambiente.

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Las señales provenientes desde el espacio

Por muchos años los astrónomos realizaron investigación acerca del universo que nos rodea basados en las observaciones que realizaban a simple vista o por medio de telescopios ópticos. En 1931 Karl Jansky, un ingeniero en telecomunicaciones, descubrió una extraña fuente de ruido que interfería las comunicaciones de radio. El origen de este ruido parecía provenir desde el espacio exterior, y al cabo de algunos años fue identificado como proveniente desde el centro de nuestra galaxia. En su momento estos trabajos no fueron considerados por la comunidad científica internacional, y recién a partir del fin de la segunda guerra mundial se comenzaron a realizar nuevos estudios en esta área, confirmándose los resultados obtenidos por Jansky. Este descubrimiento dio pie para el advenimiento de nuevas técnicas de observación astronómica que utilizan la información proveniente de diferentes bandas de frecuencia, como los rayos X, el infrarrojo, las ondas de radio (RF) o el ultravioleta. Los conceptos que se utilizan para procesar la información obtenida en las distintas bandas de frecuencia no difieren mayormente, en cambio las técnicas de observación presentan marcadas diferencias. Por ejemplo, las observaciones en rayos X se deben realizar desde el espacio exterior, utilizando satélites o naves espaciales, en cambio las observaciones en la banda de radio se pueden realizar desde la superficie terrestre.

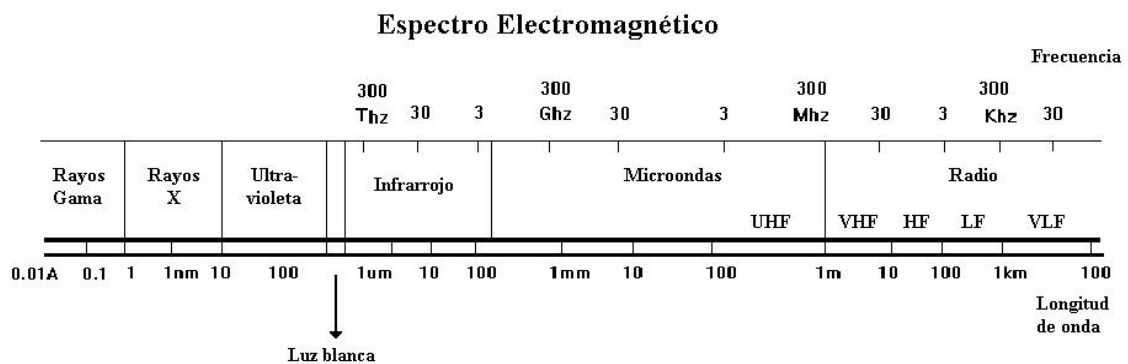


Figura 2.1: El espectro electromagnético

La importancia de contar con información proveniente desde distintas bandas de frecuencias es que muchos objetos son visibles solamente en ciertas longitudes de onda, por ejemplo el centro de nuestra galaxia, lugar invisible en la banda óptica, es visible en la banda RF. Esto debido a que el polvo, es decir, partículas de tamaño menor a 10 μM , presente en esta región no

permiten la propagación de la luz. En cambio, la radiación electromagnética con longitudes de onda mayores a 1 mm no es absorbida por el polvo.

En este trabajo nos concentraremos en las técnicas de observación para la banda RF, en particular en la banda de las microondas (10 GHz - 500 GHz). Durante los últimos diez años los estudios realizados en esta banda se han multiplicado, debido al desarrollo de nuevas tecnologías que permiten detectar señales a estas frecuencias y aún mayores. De hecho, hoy en día se han diseñado receptores capaces de realizar mediciones en el infrarrojo lejano utilizando técnicas tradicionales de la banda RF.

2.1.1. Mecanismos de radiación electromagnética

A partir de la teoría cuántica se desprende que los átomos y moléculas poseen ciertos niveles definidos de energía. Es por ese motivo que un compuesto sólo puede absorber y emitir fotones con una energía determinada, dada por la diferencia de energía entre dos estados permitidos. Como la energía de un fotón se relaciona con la frecuencia de éste por medio de la fórmula $E = \hbar\nu$, se tiene que un compuesto sólo puede emitir y absorber en algunas frecuencias. Se dice que en esas frecuencia se produce una línea espectral de ese compuesto.

Por otro lado, debido a la agitación térmica de las moléculas de un cuerpo, y al hecho de que los distintos elementos que componen este cuerpo pueden emitir en frecuencias determinadas, se tiene que un cuerpo negro emitirá una cantidad de radiación en un intervalo $\partial\nu$ que depende de la temperatura a través de la Ecuación (2.1). En dicha ecuación c representa la velocidad de la luz y h la constante de Planck. $I(\nu)$ corresponde a la potencia radiada por unidad de área, ángulo sólido y frecuencia, en unidades MKS.

$$I(\nu)\partial\nu = \frac{2h\nu^3}{c^2(e^{h\nu/KT} - 1)}\partial\nu \quad (2.1)$$

Estos conceptos fueron rápidamente aplicados a la astronomía óptica, permitiendo analizar la composición química y la temperatura de numerosas fuentes. Más tarde fueron utilizados en otras bandas de frecuencia, en particular en la banda milimétrica y submilimétrica.

Cuando un cuerpo que se encuentra en movimiento emite un fotón de frecuencia ν_0 , este fotón es recibido con una nueva frecuencia, ν , por un observador que se encuentra en reposo respecto al cuerpo emisor. Este efecto se conoce como efecto Doppler [1]. La relación entre la frecuencia recibida y la frecuencia original corresponde a la Ecuación (2.2). Se observa que estas frecuencias están relacionadas por medio de la velocidad radial v a la que se desplaza el cuerpo emisor respecto al observador. Utilizando este efecto es posible encontrar la velocidad radial con que se aleja o acerca una fuente hacia nosotros, pues se producirá un corrimiento de las líneas espectrales que se observen.

$$\nu = \nu_0 \frac{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}{1 - \frac{v}{c}} \quad (2.2)$$

En la banda de las microondas se realizan observaciones de líneas espectrales de distintas moléculas. En general se trata de transiciones rotacionales, pues las transiciones de otro tipo tienen mayor o menor energía y por tanto se producen en otras bandas. Son de particular importancia las líneas del H_2 , pues este es el elemento más abundante del universo. Lamentablemente, las líneas espectrales de este elemento no son fáciles de observar [2], ya sea porque tienen baja

probabilidad de ocurrir, o bien porque caen en zonas del espectro donde no existen ventanas de observación. Afortunadamente, se pueden utilizar las líneas espectrales del CO, pues este elemento es un trazador del H_2 , es decir, ambos se encuentran combinados en una proporción determinada. En esta banda también se realizan observaciones de cuerpos que poseen bajas temperaturas, menores a 10°K , pues el máximo de la emisión de cuerpo negro de estos objetos ocurre dentro de la banda de las microondas. Este es el caso de los estudios que se realizan sobre el fondo de radiación cósmica, que emite con una temperatura de 2.7°K .

Aparte de los mecanismos de emisión descritos anteriormente, que consisten en procesos de absorción, emisión, o radiación de cuerpo negro, existen otros mecanismos, llamados mecanismos no térmicos. Dentro de ellos destaca la radiación sincrotónica, la que ocurre debido a efectos relativísticos sobre la radiación producida por electrones acelerados en un campo magnético. Este tipo de radiación cae en el rango inferior del espectro electromagnético, típicamente en la banda RF. En la Figura(2.2) se muestra la radiación recibida desde la fuente M82 en el rango de frecuencias RF, milimétrico, submilimétrico e infrarrojo lejano. En dicha figura se pueden apreciar los aportes realizados por los distintos mecanismos de emisión. En primer lugar se observa la forma de la curva principal, la que corresponde a una emisión de cuerpo negro de alrededor de 100°K . En la banda RF se observa radiación debida a procesos no térmicos, principalmente radiación sincrotrón y radiación *free-free*. En la banda milimétrica se encuentran las líneas espectrales de diversas moléculas, mientras que en el infrarrojo lejano se ubican las líneas espectrales de algunos átomos.

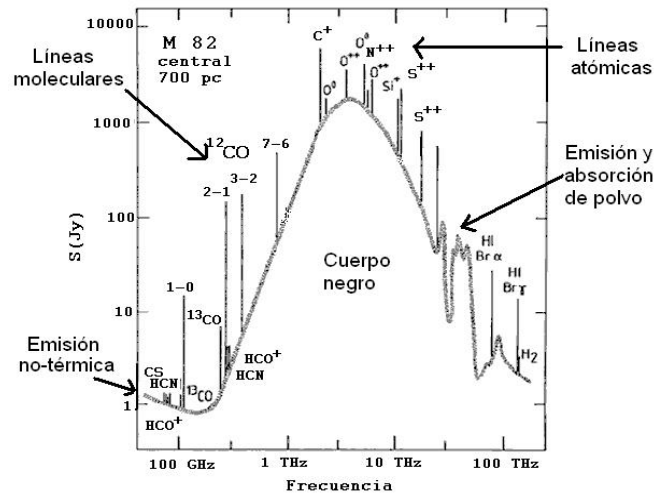


Figura 2.2: Espectro de M82, imagen adaptada desde [2]

En el rango de las microondas existen dos tipos de receptores que son utilizados usualmente en radio astronomía. Por un lado están los bolómetros y, por otro lado, los receptores coherentes o heterodinos. Los bolómetros miden la cantidad de radiación incidente utilizando un sensor térmico, el que aumenta su temperatura en función de la potencia detectada. Esta forma de operar les confiere un gran ancho de banda, pero una nula capacidad de resolución en frecuencia. Por ello, se pueden utilizar para medir la temperatura de una fuente, pero no pueden ser utilizados para estudios de líneas espectrales. En cambio, los receptores coherentes poseen un ancho de banda más angosto, pero tienen una buena resolución de frecuencia. Esto los hace idóneos para realizar observaciones de líneas espectrales. Otra característica de los receptores

coherentes es que conservan la información de fase de la onda incidente, pudiendo ser utilizados en interferometría. El receptor que opera la Universidad de Chile en conjunto con la Universidad de Harvard pertenece a esta segunda especie. Es por ello que en el presente trabajo nos concentraremos en este tipo de receptores, dejando de lado los bolómetros.

2.2. Detección de señales débiles en la banda de microondas

Las señales que provienen de fuentes ubicadas en el espacio deben recorrer considerables distancias antes de llegar hasta la Tierra, luego deben atravesar la atmósfera, para finalmente llegar hasta la superficie terrestre. El efecto de este largo recorrido es que la potencia de estas ondas es extremadamente baja, por lo tanto, se hace necesario contar con tecnologías de recepción capaces de detectar estos bajos niveles de potencia. No obstante, algunas longitudes de onda son completamente absorbidas por los gases atmosféricos, especialmente por el vapor de agua, siendo imposible realizar observaciones en esas frecuencias. Afortunadamente, existen una serie de ventanas atmosféricas que permiten observar en la banda de las microondas. En la Figura (2.3) se muestra la transparencia de la atmósfera, para distintos niveles de humedad ambiental ¹.

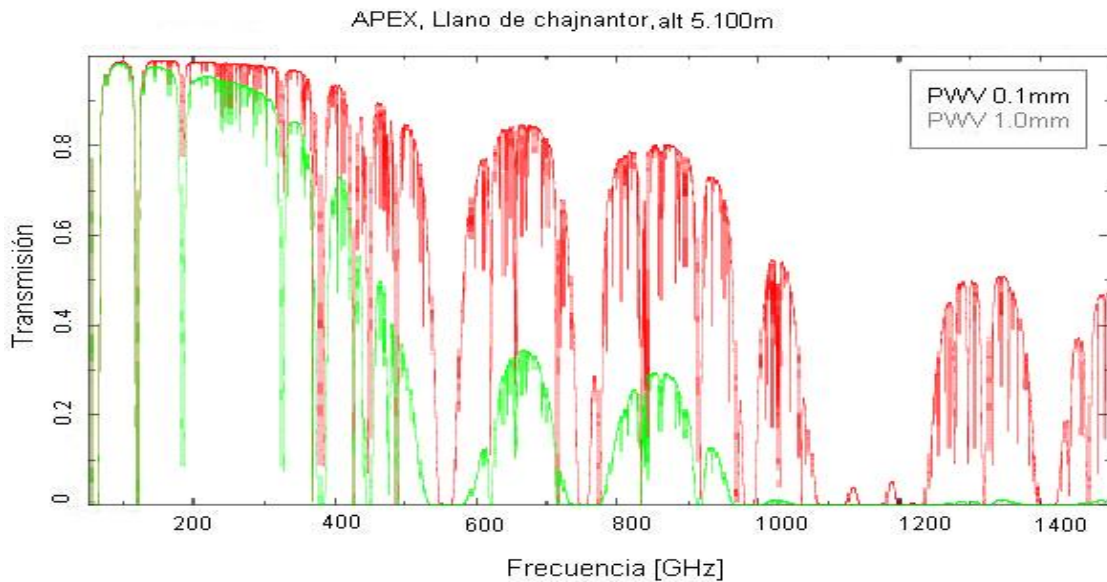


Figura 2.3: Transmisión atmosférica en la banda milimétrica y submilimétrica [3]

Otro problema que se presenta en la detección es que no basta con detectar los fotones provenientes desde el espacio, sino que se desea saber exactamente desde dónde provienen. Es por ello que se debe realizar un cuidadoso diseño de la antena receptora, de tal forma que ésta tenga una alta directividad, logrando así una buena resolución angular [4]. De todas formas, la máxima resolución angular que se puede lograr viene dada por el tamaño de la antena parabólica, debido a los efectos de la difracción de las ondas electromagnéticas [1]. Este límite para la resolución angular viene dado por $\partial\theta = \lambda/D$, donde D es el diámetro de la antena y λ es la longitud de onda que se está observando. Entonces, para lograr una mejor resolución angular se debe aumentar

¹La cantidad de agua presente en la atmósfera se mide en PWV (Precipitable Water Vapor) y corresponde a la cantidad de agua que existe en la columna de aire.

el tamaño de la antena parabólica, aumentando también la potencia de la señal y el costo de la antena. Otra solución consiste en utilizar arreglos de antenas, conocidos como interferómetros, en donde la resolución angular viene dada por $\partial\theta = \lambda/D$, pero esta vez D corresponde a la distancia entre las antenas.

En este trabajo no nos concentraremos en los problemas de diseño de la antena, sino que en la resolución del problema de detectar las señales en cuestión. Este problema tiene dos aristas principales: los bajos niveles de potencias que se deben detectar y las altas frecuencias de estas señales. Éstos son resueltos por medio de un cuidadoso diseño del receptor y utilizando dispositivos electrónicos de última generación, especialmente diseñados para este tipo de problemáticas.

2.2.1. El receptor superheterodino

Para poder detectar y analizar las débiles señales electromagnéticas que viajan por el espacio es necesario contar con un receptor. Los receptores utilizados en radioastronomía no difieren mayormente de los que se utilizan en telecomunicaciones, siendo el receptor superheterodino el más utilizado en ambos casos. Este tipo de receptor se caracteriza por convertir la señal de alta frecuencia que se desea estudiar, a una señal con idénticas características, pero de baja frecuencia. En la Figura (2.4) se puede apreciar la estructura típica de un sistema receptor de esta clase.

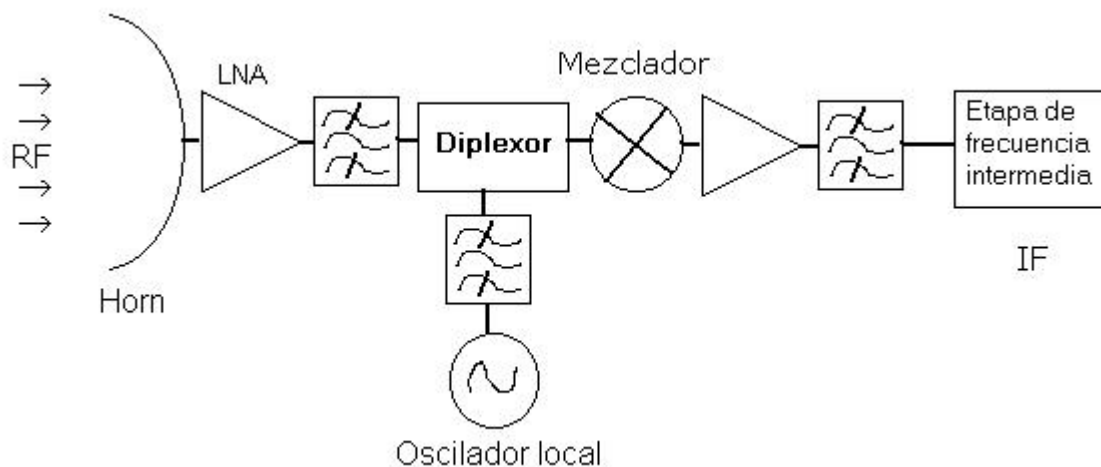


Figura 2.4: Receptor superheterodino

La señal proveniente desde el espacio es confinada a una guía de onda por medio del *Horn*. Luego, dependiendo de la banda que se esté observando, esta señal es amplificada por un amplificador de bajo ruido (LNA). Actualmente los más utilizados son los HEMT (High Electron Mobility Transistor)[5], pudiendo utilizarse hasta en frecuencias un poco mayores a 100 GHz. Para frecuencias superiores la señal no es pre-amplificada y llega directamente al mezclador.

El proceso de conversión de frecuencia es realizado por el mezclador, dispositivo no lineal que opera sobre la señal RF proveniente desde el espacio, y sobre la señal proveniente desde el oscilador local. Como salida se obtiene una serie de intermodulaciones entre ambas señales, seleccionándose, por medio de un filtro pasa banda, una señal cuya frecuencia corresponde a la resta entre ambas. En general, la característica no lineal de un componente se puede expandir

en segundo orden, obteniéndose que la salida del mezclador corresponde a la Ecuación (2.3).

$$I_{out} = a(V_{in}) + b(V_{in})^2 + \vartheta(3) \quad (2.3)$$

Despreciando los componentes de orden 3 y superior, y considerando que el voltaje de entrada corresponde a la suma de la señal RF y LO, es decir: $V_{in} = V_{RF}\cos(\omega_{RF}t) + V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)$, tenemos que al expandir la ecuación (2.3) se obtiene la ecuación (2.4). En ella es posible identificar las distintas componentes de frecuencia que se encuentran a la salida del mezclador. El filtro pasa banda que se ubica inmediatamente después de este bloque tiene como finalidad seleccionar la componente de frecuencia $\Delta = \omega_{LO} - \omega_{RF}$, cuya amplitud, a_3 , es directamente proporcional a la amplitud de la señal RF que se desea medir.

$$I_{out} = a_1\cos(\omega_{RF}t) + a_2\cos(\omega_{LO}t) + a_3\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t) + a_4\cos(2\omega_{RF}t) + a_5\cos(2\omega_{LO}t) \quad (2.4)$$

El problema de este esquema es que tanto la señal en cuestión como su imagen son trasladadas hacia el mismo lugar, Figura (2.5). Para evitar esta situación se debe utilizar un mezclador con separación de banda [13], o filtrar la frecuencia imagen, antes de que llegue al mezclador, por medio de un filtro pasa banda.

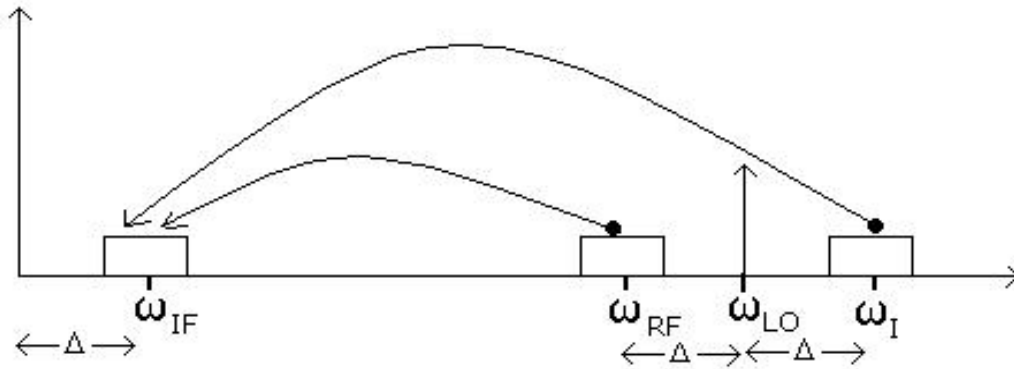


Figura 2.5: El problema de la imagen

Las tecnologías más utilizadas como mezcladores, en la banda milimétrica y submilimétrica, son los diodos Schotky [6], los SIS (Superconductor Insulator Superconductor)[7] y los HEB (Hot Electron Bolometers)[8]. La elección de la tecnología a utilizar depende de la frecuencia que se desee observar y del ancho de banda requerido al receptor.

Los mezcladores en base a diodos Schotky son ampliamente utilizados en receptores para frecuencias menores a 100 GHz, pudiendo utilizarse en frecuencias mucho mayores. Sus principales ventajas son su bajo costo y que no necesitan temperaturas criogénicas para operar. Se ven limitados debido a que necesitan altas potencias desde el oscilador local, del orden de 1 mW, niveles difícilmente obtenibles en frecuencias mayores a 150 GHz.

Los SIS son preferidos para frecuencias mayores a 100 GHz, pudiendo operar hasta 1 THz. Entre sus ventajas destacan su bajo ruido, cercano al límite cuántico², y los bajos requerimientos de potencia sobre la señal de oscilador local (1 uW). Entre sus desventajas se puede mencionar

²Se puede demostrar que debido al principio de incertidumbre de Heissemberg, el ruido generado por un componente electrónico no puede ser menor a $T_{sis} = \frac{\hbar\nu}{k}$

que deben operar a temperaturas de 4°K, siendo muy sensibles a variaciones de temperatura. Además requieren de un campo magnético para reducir el ruido de Josephson.

Los HEB son utilizados en receptores sobre los 700 GHz, obteniendo buenos resultados hasta varios THz (observaciones cuasi-ópticas), siendo los únicos componentes capaces de operar en esa banda de frecuencias. De todas formas, sus características de ruido son inferiores a los SIS, pero requieren de señales de OL de solo algunos nW.

Independiente de la tecnología que se utilice, a la salida del mezclador se obtiene una señal de frecuencia intermedia (IF), típicamente de algunos GHz. Esta señal es amplificada nuevamente, para posteriormente ser procesada en la siguiente etapa. Por último, la señal es procesada por medio de un espectrógrafo o un detector de ley cuadrática, dependiendo de los propósitos del receptor. En algunos casos se realiza un nuevo proceso de heterodinización antes de realizar el análisis final de la señal. El objetivo de este último proceso es medir la cantidad de potencia recibida por unidad de frecuencia. De esa forma es posible identificar líneas espectrales y el corrimiento que éstas presentan.

2.2.2. El problema del ruido

El umbral mínimo de potencia que un receptor puede detectar es determinado por el nivel de ruido que el sistema posee. El ruido del sistema contiene dos componentes principales. Por un lado está el ruido generado por la atmósfera, y por otro lado, el ruido que produce el receptor. El ruido atmosférico no puede ser controlado, por lo que solamente se debe elegir una ubicación adecuada para el telescopio. En cambio, el ruido del receptor puede ser disminuido por medio de un adecuado diseño de éste. Es por ello que nos concentraremos en el origen del ruido del receptor y en las técnicas para disminuir este ruido, dejando de lado la contribución de la atmósfera.

Todo componente electrónico genera ruido por distintos mecanismos, siendo el ruido térmico el principal de ellos. Éste es producido por la agitación térmica de los electrones, y viene determinado por la temperatura a la que se encuentra el componente. Su potencia corresponde a: $P = kT\Delta\nu$, donde k es la constante de Boltzman y T es la temperatura absoluta. Otras fuentes de ruido son el shot noise, el flicker noise y el ruido de Josephson [9]. El resultado neto de esta situación es que si el receptor no recibe ninguna señal, igualmente se mide un nivel de potencia a la salida del sistema, correspondiente al ruido generado por el receptor. Esta potencia de ruido determina el umbral de señal que se puede medir, pues si la señal es menor a este nivel quedará confundida con el ruido y será imposible detectarla. De todas formas, el ruido del sistema puede ser disminuido realizando una integración de la señal obtenida. Finalmente el umbral de sensibilidad del receptor viene dado por la Ecuación (2.5).

$$\Delta T_{min} = \frac{T_{sistema}}{\sqrt{\Delta\nu t}} \quad (2.5)$$

Donde ΔT_{min} corresponde a la mínima variación de temperatura que el receptor puede distinguir³, $\Delta\nu$ es el ancho de banda del sistema, t es el tiempo de integración y $T_{sistema}$ es la temperatura de ruido del receptor más la contribución de la atmósfera [2] [4]. Es por ello que los receptores utilizados en radioastronomía son diseñados de tal forma de obtener una mínima

³En radioastronomía se utiliza el concepto de temperatura como análogo de la potencia, ambas cantidades se relacionan por medio de $P = KT$, donde K es la constante de Boltzman. También se utiliza en forma recurrente el concepto velocidad en vez de frecuencia, estando ambos relacionados por el efecto Doppler, Ecuación (2.2)

temperatura de ruido, concepto al que nos referiremos a continuación.

Para caracterizar el ruido generado por un componente o sistema se utiliza la temperatura de ruido. Para ello, se considera todo el ruido generado por un componente como si fuese generado por una resistencia a una temperatura T , llamada temperatura de ruido del componente. Nótese que esta temperatura es diferente de la temperatura a la que se encuentra el componente, aunque ambas cantidades se encuentran relacionadas. Cuando varios dispositivos con distintas ganancias y distintas temperaturas de ruido son utilizados en cadena, la temperatura de ruido del sistema completo viene dada por la Ecuación (2.6) [9].

$$T_{receptor} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_2}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{\prod G_i} \quad (2.6)$$

A partir de esta expresión, es claro que la temperatura de ruido del receptor depende mayoritariamente de los primeros componentes o *front-end* del sistema. Es por ello que la primera etapa del sistema usualmente es enfriada, ya sea con nitrógeno (77°K) o con helio (4°K) de forma de disminuir el ruido de los componentes. Además se puede observar que si se utiliza un preamplificador con una ganancia alta, digamos 30dB, el ruido del sistema viene mayoritariamente determinado por el ruido de éste. Es por ello que el dispositivo preamplificador debe ser seleccionado con sumo cuidado, eligiendo una relación entre la ganancia y el ruido que permita minimizar la temperatura de ruido del sistema completo.

Otra limitación a la sensibilidad del receptor proviene de variaciones aleatorias en la ganancia del sistema, fenómeno que puede ocurrir debido a que algún dispositivo amplificador presente una ganancia inestable, o a que la señal de oscilador local presente variaciones en su amplitud. En estos casos se puede demostrar [4], que la Ecuación (2.5), se transforma en la Ecuación (2.7), donde G es la ganancia del sistema y ΔG es la varianza de la ganancia.

$$\Delta T_{min} = T_{sistema} \sqrt{\frac{1}{\Delta \nu t} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (2.7)$$

Es por ello que se debe ser cuidadoso con el diseño del receptor de forma que ningún amplificador se vuelva inestable y presente variaciones de ganancia. Esta situación se puede producir debido a presencia de ripple en el voltaje de alimentación de los amplificadores, o debido a la presencia de ondas estacionarias a la salida del amplificador.

2.3. El receptor Columbia - U. de Chile

El radiotelescopio Columbia - U. de Chile fue construido a principios de la década de los '80, por el Smithsonian Center for Astrophysics, con el propósito de observar transiciones rotacionales del monóxido de carbono ^{13}CO y ^{12}CO , las que emiten fotones de frecuencia 110.201 GHz y 115.271 GHz, respectivamente. El radiotelescopio cuenta con una antena parabólica de 1.2 m de diámetro, construida en una sola pieza de aluminio, con una exactitud superficial menor a 26 μm , permitiendo que la resolución angular sea limitada solamente por difracción. La temperatura de ruido típica del receptor, durante las observaciones realizadas, es de 380°K SSB (Single Side Band). El telescopio funcionó satisfactoriamente en el Observatorio de Cerro Tololo por más de 15 años, dando origen a numerosas publicaciones científicas[10] [11]. Finalmente, el Departamento de Astronomía de la Universidad de Chile (DAS) decidió modernizar el receptor, con el fin de que éste siga siendo útil a la investigación científica. Para ello el receptor fue desmontado

y trasladado hasta el Laboratorio de Radio Frecuencias ubicado en Cerro Calán, lugar donde se están llevando a cabo los trabajos de remodelación.



Figura 2.6: Izquierda: El telescopio en su hogar. Derecha: El receptor en el Laboratorio de Cerro Calán

Durante el año 2005, Walter Max-Moerberck [12] realizó el reemplazo del oscilador local del receptor. Inicialmente, se utilizaba un tubo de microondas Klystron, que generaba una señal de 53-60 GHz, que posteriormente era doblada, llegando a 106-120 GHz. Actualmente el receptor utiliza un oscilador Gunn, que puede generar directamente una señal de 85-114 GHz. Las principales ventajas que presenta esta nueva tecnología, por sobre los tubos de microondas, son la menor cantidad de ruido que se inyecta al mezclador, la facilidad de operación y el mayor rango de frecuencias que se pueden generar. Por otro lado, al disponer de un oscilador local que pueda cubrir una mayor banda de frecuencias, es posible realizar observaciones de espectros de otras moléculas, no sólo 12CO y 13CO. En el Cuadro (2.1) se presenta una lista de las principales líneas de emisión que se producen en la nueva banda de funcionamiento del receptor [13].

Molécula	Frecuencia	Ancho de banda
Monóxido de silicio (SiO)	86.243 GHz	170 MHz
Formilio (H13CO+)	86.754 GHz	180 MHz
Monóxido de silicio (SiO)	86.847 GHz	170 MHz
Radical etino (C2H)	87.300 GHz	180 MHz
Cianuro de hidrógeno (HCN)	88.632 GHz	380 MHz
Formilio (HCO+)	89.189 GHz	390 MHz
Isocianuro de hidrógeno (HNC)	90.664 GHz	190 MHz
Diacinilidio (N2H)	93.174 GHz	200 MHz
Monosulfuro de hidrógeno (CS)	97.981 GHz	430 MHz
Monóxido de carbono (C18O)	109.782 GHz	220 MHz
Monóxido de carbono (13CO)	110.201 GHz	480 MHz
Monóxido de carbono (C17O)	112.359 GHz	220 MHz
Monóxido de carbono (12CO)	115.271 GHz	510 MHz

Cuadro 2.1: Principales líneas de emisión en la banda 85-115 GHz

Por medio de una colaboración con California Institute of Technology (CALTECH), el DAS dispone de un amplificador HEMT que puede operar en la banda 85- 115 GHz con una ganancia esperada de 20 dB. Este amplificador fue construido durante el 2005 en el Jet Propulsion Laboratory (JPL), dependiente de la NASA. Con el objetivo de disminuir la temperatura de ruido del receptor este amplificador será incorporado como *front-end* del sistema. Mario Vielma

[13] desarrolló los cálculos para determinar cuantitativamente el aumento de la relación señal a ruido con esta modificación. En el mismo trabajo, se desarrolla un detallado análisis acerca de la factibilidad de incorporar este componente al receptor, teniendo especial cuidado con los niveles de potencia esperados en cada etapa del sistema, de tal forma de evitar dañar componentes delicados al realizar esta modificación.

El receptor se compone de tres bloques principales: el *front-end*, el oscilador local y el bloque de frecuencia intermedia. El *front-end* realiza el primer procesamiento de la señal. Su principal objetivo es realizar una conversión de frecuencia y obtener una señal de frecuencia intermedia de 1390 MHz. El oscilador local es el bloque encargado de generar una señal de alta frecuencia que será utilizada por el mezclador en el proceso de *down-converting*. La etapa de frecuencia intermedia recibe la señal de 1390 MHz a la salida del *front-end* y realiza una segunda conversión de frecuencia, produciendo una señal de 150 MHz que es enviada al espectrógrafo. A continuación, se tratarán los detalles de construcción y funcionamiento de cada uno de los bloques. En la Figura (2.7) se presenta el diagrama de bloques del receptor.

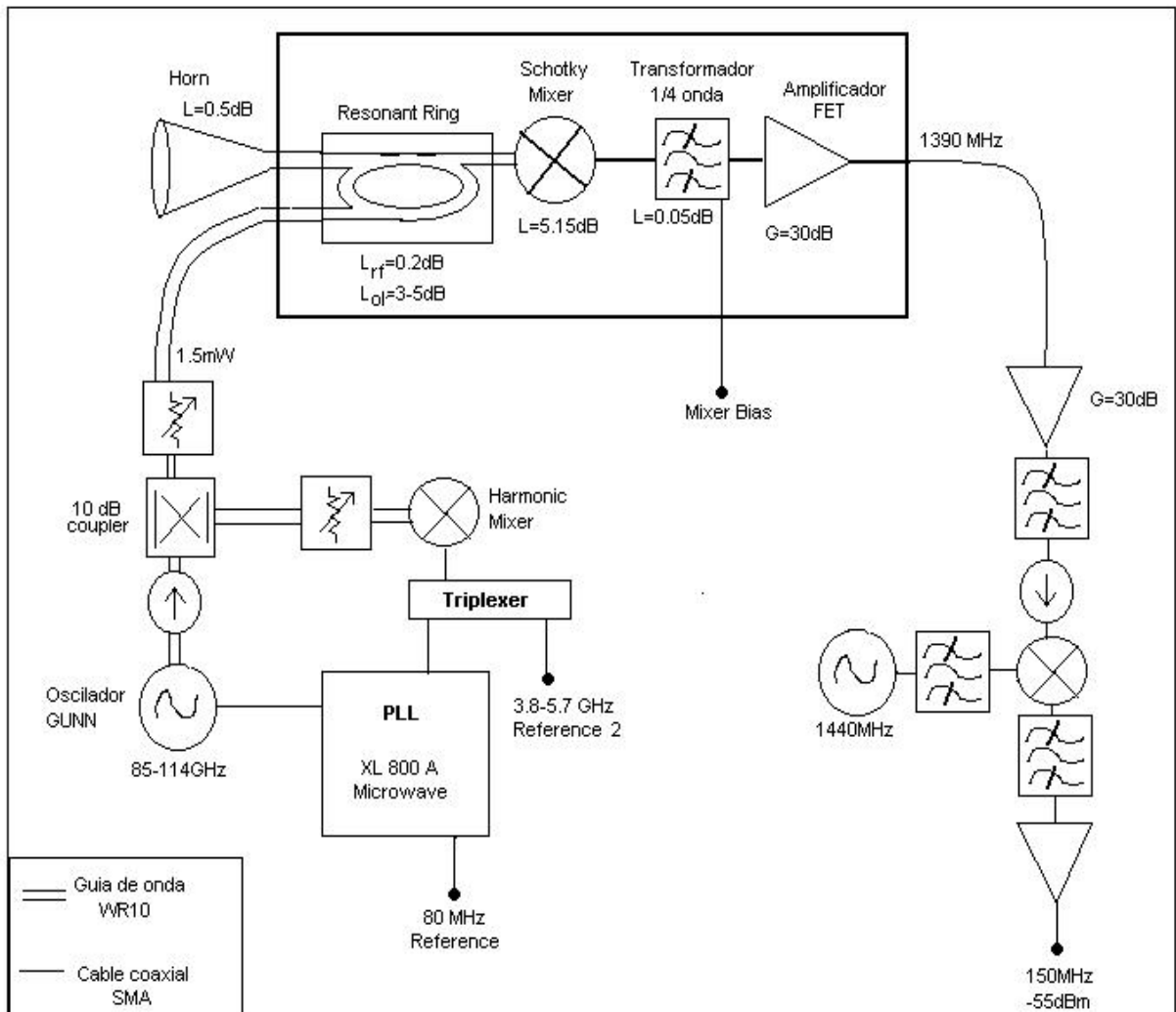


Figura 2.7: El receptor Columbia

2.3.1. El *front-end*

En el *front-end* se ubican los componentes que operan sobre la señal proveniente desde el espacio. Este bloque se encuentra al interior del crióstato y es enfriado con nitrógeno líquido, de tal forma de disminuir el ruido que el sistema adiciona a la señal original. En primer lugar la señal es captada por el *horn*, el que lleva la señal hacia la guía de onda que la conducirá hacia el mezclador. Por medio de una ventana de vacío, la guía de onda introduce la señal al interior del termo. Una vez en el interior, la señal ingresa a un anillo resonante, componente que tiene una doble finalidad: por un lado actúa como filtro pasa banda; y por otro lado, permite incorporar la señal del oscilador local, es decir, actúa como un diplexor.

El anillo resonante corresponde a una guía de onda curvada de tal forma que el recorrido de la señal es un círculo. Cuando la señal que ingresa al anillo tiene una longitud de onda ⁴ igual al perímetro de la estructura, la señal no se cancela y por tanto no es atenuada. En este caso se dice que esta es la frecuencia de resonancia del anillo. En cambio, si la frecuencia corresponde a la mitad de la frecuencia principal, la señal se cancela totalmente. Este mismo fenómeno se produce para las armónicas de la frecuencia principal [14]. De hecho, si f_0 es la frecuencia a la que está sintonizado el anillo, entonces en $f = Nf_0$ la señal no será atenuada, y en $f = Nf_0 + f_0/2$ la señal será atenuada de forma máxima, donde $N = 1, 2, 3, \dots$

El anillo resonante en cuestión tiene una frecuencia principal de alrededor de 8 GHz, pudiéndose variar ligeramente este valor por medio de un tornillo micrométrico. El anillo debe ser sintonizado de forma que la señal de oscilador local sea acoplada hacia el mezclador con una mínima cantidad de pérdidas. Al atravesar el anillo resonante la señal de oscilador local es filtrada eliminándose el ruido proveniente desde el oscilador local. Este proceso determina que las pérdidas de acoplamiento entre el oscilador y el mezclador sean de 3 a 5 dB. Por otro lado la señal RF es conducida hacia el mezclador por una guía de onda que tiene solamente 0.3 dB de pérdidas. Mayores detalles sobre la construcción de este componente se pueden obtener en [15].

Una vez que se han diplexado la señal RF y la señal de oscilador local en una misma guía de onda, éstas son conducidas hacia el mezclador. Se trata de un mezclador en base a un diodo Schotky de GaAs. Para minimizar la cantidad de potencia que es reflejada el mezclador cuenta con un *back-short* ajustable por medio de un tornillo micrométrico. Las pérdidas de conversión de este componente son de 5.15 dB y posee una temperatura de ruido de 189°K [16][15]. El mezclador presenta mejores resultados cuando es polarizado con una señal de 0.5 V. En esa situación requiere de una potencia de oscilador local de 0.6 mW, resultando dañado con potencias mayores a 3 mW.

Luego del mezclador la señal es amplificada por un amplificador FET. Para reducir las desadaptaciones de impedancia entre ambos componentes se utiliza un transformador de cuarto de onda entre ambos[9]. Este transformador actúa también como un filtro pasa banda sintonizado en 1390 MHz y acopla una señal DC al sistema, la que permite que el mezclador alcance su punto óptimo de operación. Como los adaptadores de este tipo suelen poseer un ancho de banda muy angosto, se optimizó el funcionamiento de este componente añadiendo una estructura *Horse-Shoe*, de tal forma de obtener un mayor ancho de banda [15].

El amplificador corresponde a un amplificador de bajo ruido (LNA), construido en el Na-

⁴Recordemos que la longitud de onda se relaciona con la frecuencia de la señal por medio de $\lambda = c\nu$, donde c es la velocidad de propagación de la onda y ν es la frecuencia

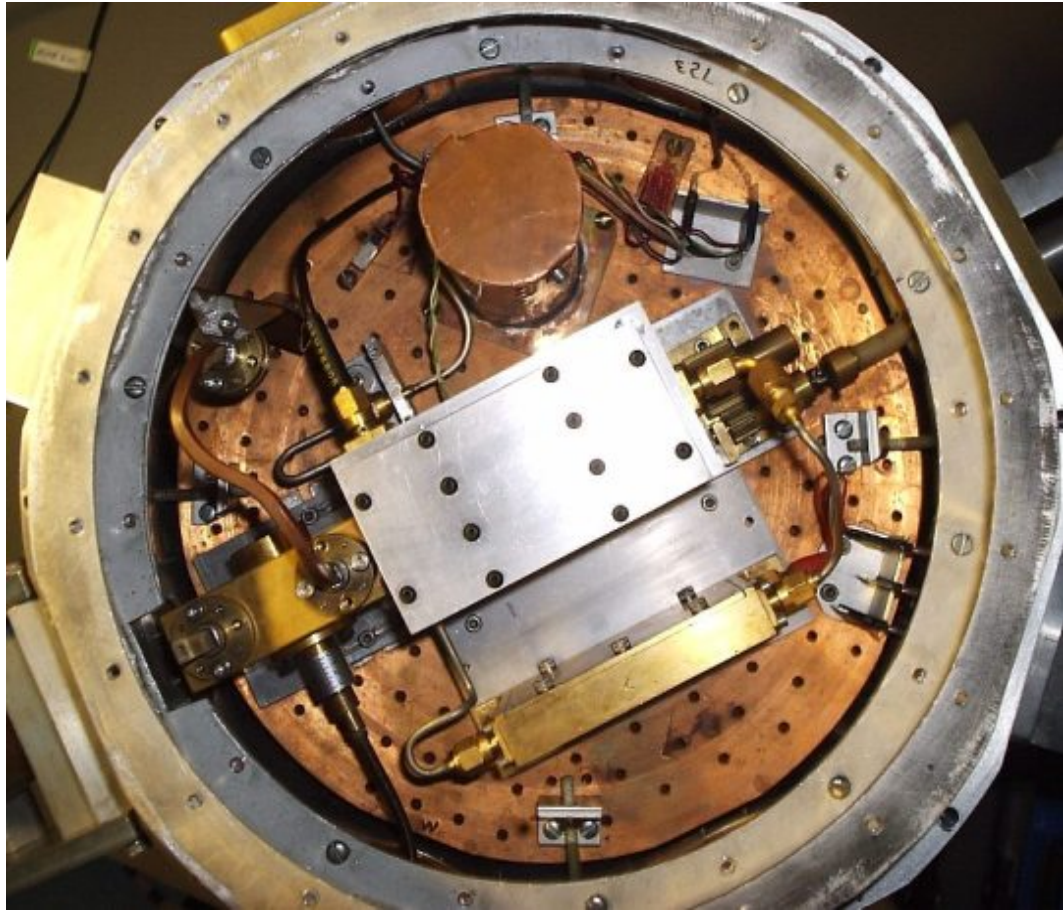


Figura 2.8: El *front-end* del sistema, ubicado al interior del crióstato

tional Radio Astronomy Observatory (NRAO) durante el año 1981. Su funcionamiento se basa en tres etapas de amplificación, efectuadas por transistores FET disponibles comercialmente en aquella época (MGF1412 de Mitsubishi). De esa forma se logra una ganancia de 30 dB con una temperatura de ruido de 15°K, cuando el amplificador opera criogenizado a 77°K [17].

2.3.2. El oscilador local

En este bloque se ubica el oscilador Gunn que provee al mezclador de la señal necesaria para realizar el proceso de heterodinización. El oscilador Gunn fue fabricado por J.E. Carlstrom, y puede generar señales en un rango de frecuencias que va desde los 85 GHz hasta 114 GHz. Un dispositivo Gunn es un semiconductor dopado de tal forma que presenta una región de impedancia negativa, tal como se puede observar en la Figura (2.9). Por medio de una polarización adecuada el dispositivo es forzado a operar en esta zona, y es acoplado a un circuito resonante. Rápidamente el dispositivo comienza a oscilar con una frecuencia determinada por el circuito resonante adyacente. En general los dispositivos Gunn no son acoplados a un circuito tradicional, sino a una cavidad resonante, cuyas dimensiones determinan la frecuencia de operación. El ajuste de la frecuencia se realiza por medio de un tornillo micrométrico, que controla las dimensiones de la cavidad resonante. Es posible realizar un ajuste fino de la frecuencia de salida por medio de variaciones en el voltaje de polarización del dispositivo. Esta característica es utilizada por el PLL para enclavar el oscilador en la frecuencia deseada.

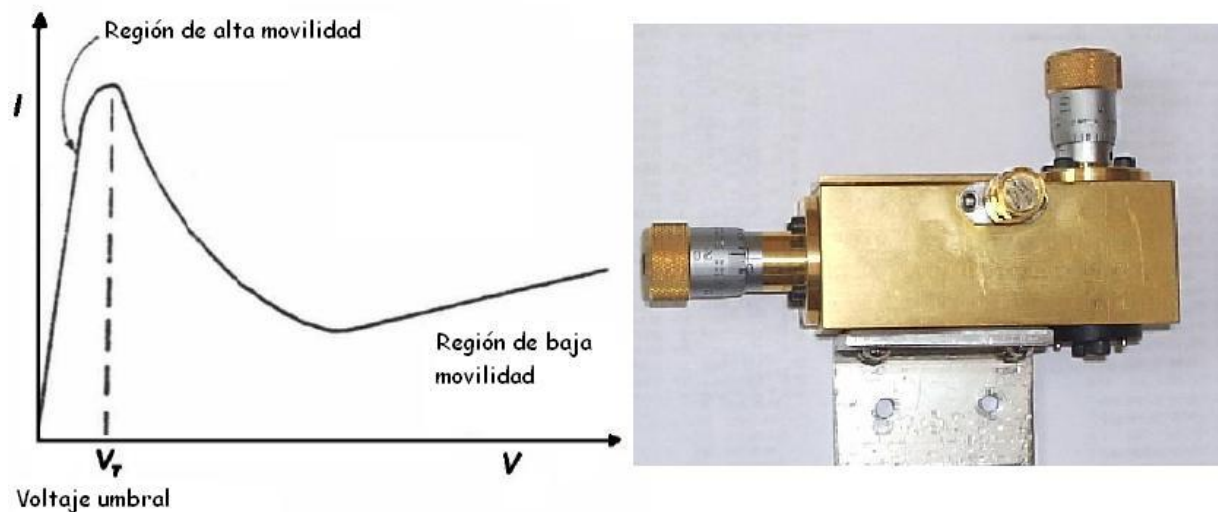


Figura 2.9: Izquierda: Curva I-V de un dispositivo Gunn Derecha: El Gunn de J.E. Carlstrom

La señal de alta frecuencia generada es conducida hacia una guía de onda. Para evitar que la potencia sea reflejada se utiliza un segundo tornillo micrométrico el que modifica las características de la guía de onda, permitiendo que la transferencia de potencia sea óptima. Para proveer de una buena adaptación de impedancia entre el Gunn y el resto del circuito se utiliza un aislador (10/5000 Aerowave[18])⁵, que protege el dispositivo de posibles reflexiones de potencia desde los componentes vecinos al Gunn.

El ajuste fino de la frecuencia del oscilador es realizado por un PLL especialmente diseñado para controlar osciladores Gunn (XL 800A, Microwave [19]). Utilizando un acoplador direccional de 10 dB (10/3000/10 Aerowave [18]) se toma una muestra de la señal producida por el Gunn, que es conducida hacia un harmonic mixer (Pacific Milimeter Products [20]). Este componente tiene dos puertos, el primero es una guía de onda por donde ingresa la señal de alta frecuencia proveniente desde el oscilador Gunn, el segundo es un coaxial por donde ingresa una señal de referencia de alrededor de 5 GHz y salen las componentes resultantes de la mezcla.

⁵En el Capítulo 3.3.1 se explicará el funcionamiento de estos dispositivos.

En el mezclador la señal del Gunn es mezclada con una señal de referencia de alrededor de 5 GHz. A la salida del mezclador se selecciona una señal que corresponde a la mezcla de la N-ésima armónica de la referencia con la señal proveniente desde el Gunn. Un triplexer permite separar la resultante de la mezcla y enviarla hacia el PLL, donde es comparada con una segunda señal de referencia de 80 MHz y, en base a la diferencia entre ambas, se genera la señal de control del Gunn. Por otro lado, el triplexer permite llevar hacia el harmonic mixer la señal de 5 GHz que se utiliza como referencia. También tiene una salida DC que permite monitorear la corriente continua que se presenta en el diodo, que no debe superar los 2 mA. En la Figura (2.10) se presenta un esquemático del proceso que se ha descrito.

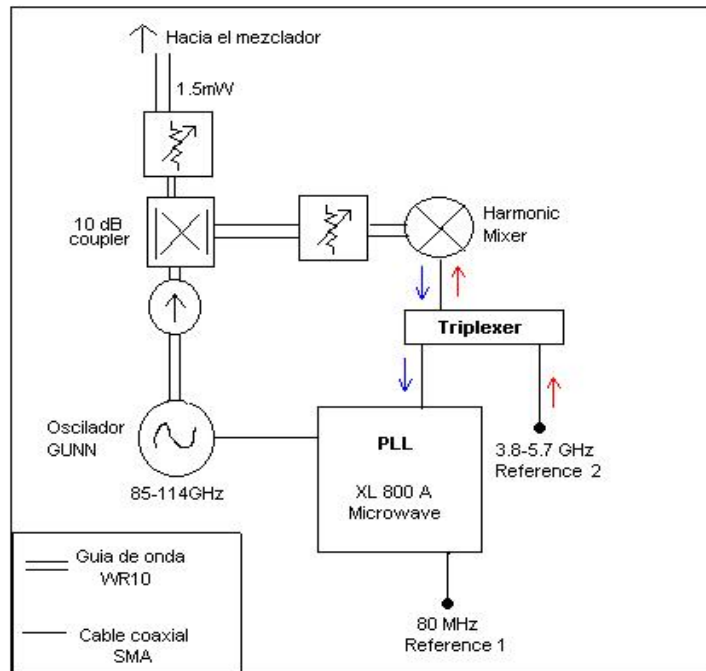


Figura 2.10: Diagrama del oscilador local

La señal producida por el Gunn, cuando éste se encuentra controlado, presenta excelentes características de ruido y de estabilidad, siendo idónea para utilizarse en el mezclador. Se midió en laboratorio el nivel de potencia generado por este sistema de oscilador local, Figura (2.11). Se observó que el oscilador genera una potencia variable entre los 2 y los 32 mW. Considerando que el mezclador necesita de una potencia de 1 mW para funcionar, y que resulta irremediablemente dañado con 3 mW, se pueden obtener dos conclusiones acerca del funcionamiento del sistema: en primer lugar, el oscilador genera suficiente potencia como para ser utilizado en todo el rango de frecuencia (85-114 GHz); en segundo lugar, el oscilador genera demasiada potencia en casi toda la banda de funcionamiento, debiendo atenuarse siempre la señal. Para ello se utiliza un atenuador variable que debe ser sintonizado en cada frecuencia de interés, teniendo mucho cuidado de no dejarlo nunca totalmente abierto.

En la Figura(2.12) se muestra una fotografía del sistema de oscilador local del telescopio. Como parte del presente trabajo se generó una guía de operación para el oscilador local. En dicho documento se detallan los pasos para operar de forma óptima y segura el oscilador Gunn.

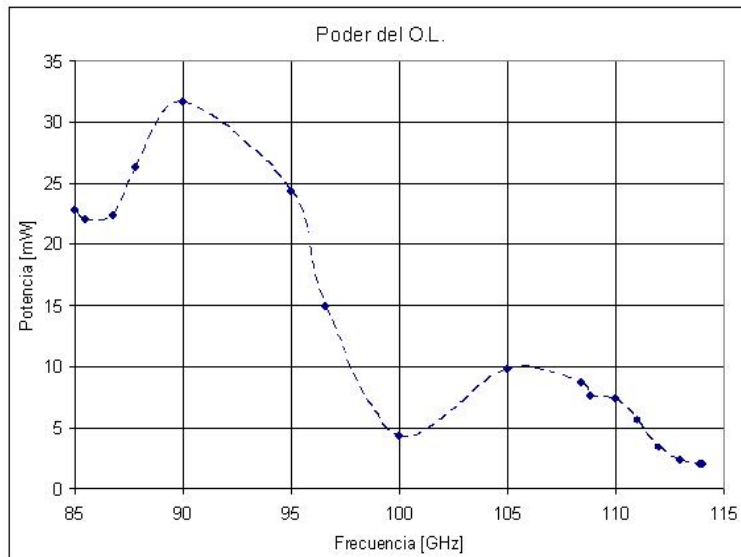


Figura 2.11: Poder generado por el oscilador local

Además se entrega una tabla, Tabla (B.1), que contiene los valores de sintonización necesarios para realizar observaciones de distintas líneas espectrales. Dicha guía se puede encontrar en el Anexo B del presente informe.

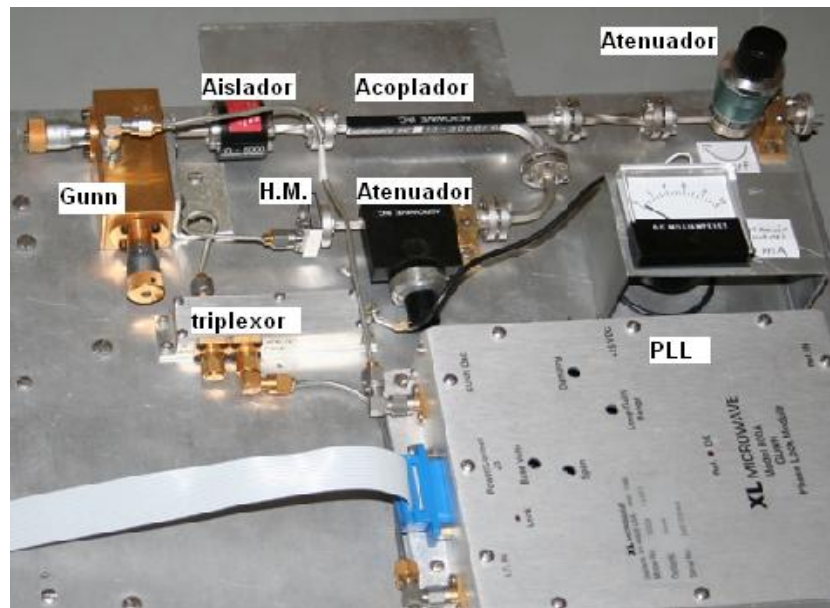


Figura 2.12: Fotografía de la placa de oscilador local

2.3.3. El bloque de frecuencia intermedia

Este bloque procesa la señal de frecuencia intermedia (1390 MHz) obtenida a la salida del termo. Como se encuentra fuera del crióstato opera a temperatura ambiente. Su principal objetivo realizar un segundo proceso de heterodinización, que da como resultado una señal de 150 MHz

y -55 dB que es enviada hacia el espectrógrafo. Para ello la señal es amplificada, filtrada y mezclada. Un aislador previene posibles reflexiones de potencia entre este bloque y el *front-end*.

Un espectrógrafo es un instrumento que permite medir con precisión la cantidad de potencia que es recibida por unidad de frecuencia, permitiendo estudiar las líneas espectrales recibidas por el receptor. Actualmente el radiotelescopio cuenta con un banco de 256 filtros, con un ancho de banda de 1 MHz cada uno. El ancho de banda total del instrumento es de 256 MHz. Este espectrógrafo fue construido en el Max Planck Institute for Radio Astronomy (MPIfR) y rediseñado totalmente en el Observatorio Radio Astronómico de Maipú. Durante algún tiempo el receptor contó con un Acoustic-Optic Spectrometer (AOS) propiedad del MPIfR, luego ese instrumento fue regresado a Alemania. Mayores detalles sobre las distintas tecnologías utilizadas como *back-end* se pueden estudiar en [2].

2.4. Otros instrumentos en la misma banda de frecuencias

Se realizó una revisión acerca de otros instrumentos que funcionan en la banda que va desde los 85 a los 115 GHz. La idea es utilizar la información entregada por estos observatorios para tomar ideas acerca del nuevo diseño que se implementará, además de proporcionar puntos de comparación al momento de evaluar el desempeño de nuestro telescopio. La información recolectada es entregada en la Tabla (2.2). Dicha tabla no corresponde a un completo catastro de los telescopios que operan en esta banda, sino que entrega información acerca de los casos que se investigaron durante el presente trabajo.

Telescopio	Ubicación	Frecuencia	<i>Front-end</i>	Ruido	Sitio Web
FCRAO 14m	EEUU	85-115 GHz	HEMT	50-80°K	www.astro.umass.edu/FCRAO
IRAM 30m	España	85-115 GHz	SIS	45-85°K	www.iram.es
ALMA - Banda 3	Chile	84-116 GHz	SIS		www.alma.cl
ATCA	Australia	85-105 GHz	HEMT	300°K ⁶	www.narrabri.atnf.csrio.au
MOPRA	Australia	85-116 GHz	SIS		www.narrabri.atnf.csrio.au
NANTEN 4m	Chile	85-115 GHz	SIS	100°K	www.ph1.uni-koeln.de
CfA 1.2m Telescope	EEUU	115 GHz	SIS	70°K	www.cfa.harvard.edu/mmw/
Metsahovi 14m	Finlandia	80-115 GHz	Schotky	150°K	kurp-www.hut.fi
Onsala 20m	Suecia	84-120 GHz	SIS	80-130°K	www.oso.chalmers.se

Cuadro 2.2: Otros receptores que operan en la banda 85-115 GHz

Se puede observar que los mezcladores SIS son la tecnología dominante para realizar observaciones en esta banda, encontrándose tan sólo dos receptores que funcionen basados en amplificadores HEMT como *front-end*. Recordemos que esta es la tecnología que nosotros utilizaremos en el nuevo diseño del receptor. Es particular el caso del observatorio Metsahovi, quienes utilizan un mezclador Schotky enfriado en helio, logrando temperaturas de ruido del orden de 150°K. Otro caso importante es el CfA 1.2m Telescope, instrumento que fue construido junto con el nuestro para desarrollar el primer mapa de la galaxia en la emisión del monóxido de carbono. Ambos telescopios han sido modificados luego de su construcción, teniendo actualmente distintas tecnologías de recepción.

Para el presente trabajo son de particular importancia los ejemplos del Five College Radio Astronomical Observatory (FCRAO) y el de Australia Telescope Compact Array (ATCA), pues ambos utilizan amplificadores HEMT como *front-end*. El receptor australiano tiene una primera etapa de amplificación que opera enfriada con helio. Luego, la señal es conducida hacia un mezclador que se encuentra al exterior del termo, es decir, a temperatura ambiente. Este receptor

no puede operar en toda la banda, llegando sólo hasta los 105 GHz. Se cree que en el futuro el sistema puede ser modernizado, de tal forma de llegar hasta 115 GHz, y así poder medir las líneas espectrales del CO [21].

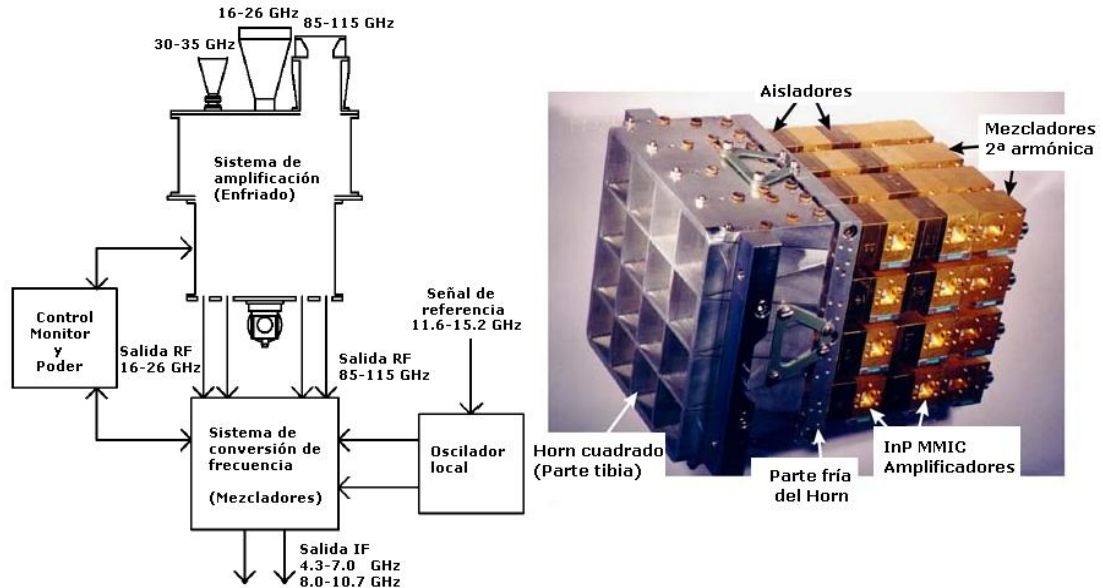


Figura 2.13: Izquierda: Receptor ATCA, Derecha: Receptor SEQUOIA

Por su parte, el FCRAO utiliza un receptor denominado SEQUOIA [22] (SEcond QUabbin Optical Imaging Array), que posee 32 pixeles, 16 para cada tipo de polarización. Este instrumento utiliza dos etapas de amplificación en base a HEMT. Dos aisladores criogénicos evitan reflexiones de potencia entre los amplificadores. Una vez amplificada, la señal es conducida hacia un mezclador subarmónico. Este tipo de mezcladores realizan la mezcla de la señal con la segunda armónica del oscilador local, el que entrega una señal de 40 o 60 GHz. Todo este sistema es enfriado a 18°K. Es preciso observar que la utilización de amplificadores disminuye los requerimientos de refrigeración, no siendo necesario trabajar en 4°K, lo que representa un importante ahorro en los costos asociados a la operación del instrumento. La etapa de frecuencia intermedia se encuentra totalmente fuera del crióstato. Al poseer 32 pixeles se logra que el instrumento sea 32 veces más rápido que un instrumento convencional. Por ello, este telescopio es considerado el más eficiente para realizar estudios a gran escala sobre la emisión de monóxido de carbono. El FCRAO está construyendo un segundo receptor, llamado Buscador de Corrimientos al Rojo, el que se basa en el diseño de SEQUOIA y también utilizará amplificadores HEMT como tecnología de recepción. Dicho receptor será ubicado en el telescopio GTM/LMT (Gran Telescopio Milimétrico/Large Millimetric Telescope) en Méjico.

Capítulo 3

Integrando el HEMT al receptor

Como se ha señalado, el objetivo del presente trabajo es incorporar un amplificador de bajo ruido al front-end del receptor. El amplificador que se utilizará corresponde a un amplificador HEMT (High Electron Mobility Transistor), obtenido por medio de una colaboración entre la Universidad de Chile y CALTECH. Se espera que este amplificador pueda operar en la banda 85-115 GHz con al menos 20 dB de ganancia. El principal objetivo de esta modificación es disminuir la temperatura de ruido del sistema, de modo que el receptor sea capaz de detectar señales más débiles que las que detecta actualmente.

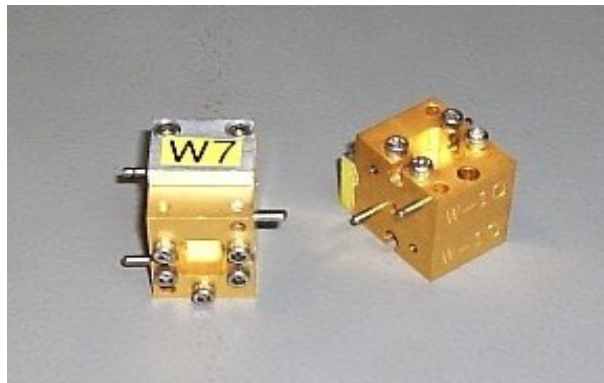


Figura 3.1: Los HEMT W7 y W10

3.1. Amplificadores HEMT

Los amplificadores HEMT pertenecen a la familia de los dispositivos de efecto de campo (FET). Este tipo de transistores corresponden a componentes semiconductores de tres puertas, llamadas *source*, *drain* y *gate*. La construcción de estos componentes se realiza de modo que la corriente que fluye entre el *source* y el *drain* es modulada por medio de una pequeña señal que es aplicada en la compuerta, *gate*. Esto se debe a que la aplicación de un voltaje en la compuerta genera un canal de conducción entre el *source* y el *drain*, donde el número de portadores presentes en el canal es variable y depende del voltaje aplicado en *gate*. Como la corriente depende directamente del número de portadores, entonces se tiene que la señal aplicada en la compuerta permite controlar la conductancia del dispositivo. Otra característica de los transistores FET es que la impedancia de entrada de la compuerta es muy alta, generalmente de varios $M\Omega$, permitiendo la utilización de señales de baja potencia como señal moduladora. Esta cualidad hace de

los transistores FET una excelente alternativa para construir amplificadores en donde la señal a amplificar es extremadamente débil.[23]

Cuando un dispositivo FET se encuentra en estado de conducción los portadores pueden transitar a través del canal de conducción. En este proceso los portadores sufren scattering, es decir chocan, ya sea con la red cristalina del transistor, o bien, con las impurezas del sustrato. Estos choques limitan la movilidad (μ) de los portadores, restringiendo la máxima frecuencia a la que puede operar el transistor. Por otro lado, estos choques son una importante fuente de ruido, pues incrementan la energía cinética de la red cristalina y por tanto la temperatura del transistor. Además, se generan portadores que, después de haber chocado, se mueven en forma aleatoria. En conclusión, el scattering de los portadores no sólo limita la máxima frecuencia de operación, sino que aumenta la temperatura de ruido del dispositivo.

La máxima frecuencia de operación de un amplificador FET viene dada por el tiempo de tránsito de los portadores a través del canal. Este tiempo es determinado por dos factores: el largo del canal y la velocidad a la que se mueven los portadores. Esta velocidad, a su vez, depende del voltaje de polarización que se aplica entre el *drain* y *source*, y de la movilidad de los portadores. Frecuentemente se utiliza como parámetro la velocidad de saturación del dispositivo, que corresponde a la velocidad máxima que pueden alcanzar los portadores debido al aumento del voltaje de polarización dada la movilidad de los portadores.

Con el objetivo de lograr dispositivos de alta frecuencia, el primer paso es lograr dimensiones cada vez más pequeñas. Actualmente es posible construir dispositivos con una precisión mejor que 100 nm, lográndose amplificadores cada vez más pequeños, que permiten operar en frecuencias mayores. De hecho se han construido amplificadores con un largo de canal de 70 nm, logrando una ganancia de 10 dB operando a 235 GHz. También se debe aumentar la movilidad de los portadores, la que es principalmente limitada por los choques entre portadores y átomos donores, aceptores o impurezas. Las impurezas pueden ser eliminadas por medio de procedimientos de fabricación más cuidadosos y más caros. En cambio, los átomos donores no pueden ser eliminados pues son la base física de un transistor de efecto de campo.

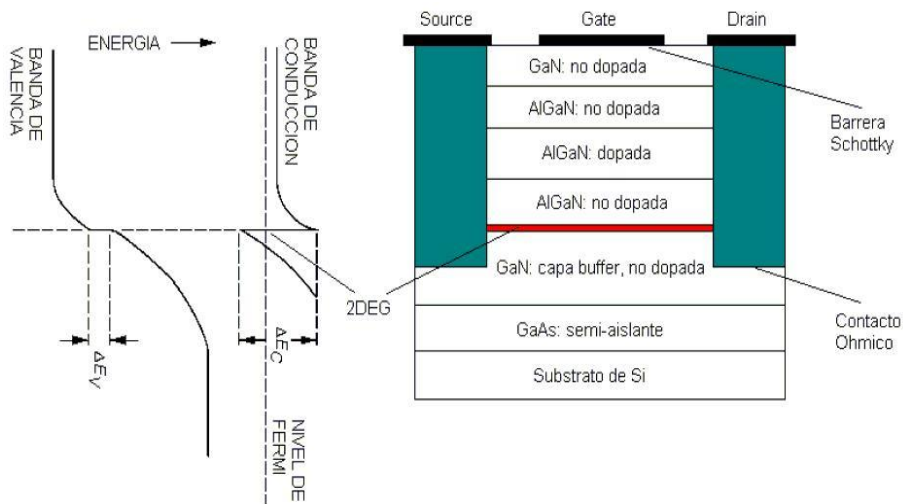


Figura 3.2: Estructura de un HEMT

Los amplificadores HEMT se basan en que un semiconductor puede ser dopado de tal forma que aparezca una zona, llamada hetero-juntura, que posee un scattering nulo, y por tanto, una movilidad más alta que los dispositivos FET. Esta zona es lograda por medio de la depositación de sucesivas capas de AlGaIn AlGa y GaAs, Figura(3.2), generándose un pozo de potencial entre dos semiconductores con diferentes niveles de conducción en sus bandas de energía. Los electrones quedan atrapados en esta zona, la que posee un ancho de 10 Å, y que se caracteriza por no poseer iones donores o aceptores. Por eso los portadores pueden desplazarse sin sufrir scattering. Debido al pequeño ancho de la heterojuntura y a la ausencia de scattering, es posible decir que se genera un gas bidimensional de electrones. Al igual que en un FET, la concentración de portadores en la hetero-juntura es modulada por medio de una señal aplicada en la compuerta, con la diferencia de que como los portadores tienen una alta movilidad, pueden transmitir señales de altas frecuencias generando una mínima cantidad de ruido[6]. La estructura básica de este tipo de transistores ha sido constantemente optimizada para superar algunos problemas que se suscitaron en los primeros prototipos[37]. De hecho, actualmente se fabrican complejas estructuras denominadas HEMT pseudomórficos (PHEMT) que logran obtener cada vez mejores resultados.

3.1.1. Tecnologías de fabricación

Existen dos tipos de amplificadores HEMT. Por un lado están aquellos que son utilizados con el propósito de amplificar señales de baja potencia añadiendo la menor cantidad de ruido a la señal en cuestión. En este caso, el diseño es optimizado de tal forma que el nivel de ruido generado por el dispositivo sea mínimo, al mismo tiempo que se logra una buena ganancia. Esta optimización impide que estos amplificadores de bajo ruido, LNA (Low Noise Amplifier), manejen señales de potencias mayores. En otras circunstancias se desea un amplificador capaz de trabajar con señales de potencia apreciable, es decir se prefiere lograr una buena ganancia, sin preocuparse del nivel de ruido del dispositivo.

Los LNA son construidos sobre un sustrato de InP, sustrato que permite alcanzar mejores características de ruido y mayores frecuencias de operación. El GaAs es preferido para amplificadores de poder en los que el ruido no es tan importante, por ejemplo, en transmisores para telecomunicaciones. Otra ventaja de la utilización de GaAs es que se trata de una tecnología más madura, que permite obtener menores costos de fabricación que la utilización de InP[24].

Los amplificadores HEMT han encontrado diversas aplicaciones en el campo de la astronomía [26]. Por un lado los LNA han sido ampliamente utilizados como *front-end* en receptores heterodinos de hasta 100 GHz, logrando niveles de ruido de hasta cinco veces el límite cuántico, siendo hoy en día la tecnología con mejor desempeño en esa banda. En receptores para frecuencias mayores son utilizados como amplificadores IF, ubicados inmediatamente después del mezclador. La utilización de mezcladores SIS o HEB en conjunto con amplificadores HEMT permiten alcanzar el menor nivel de ruido en toda la banda que va entre los 100 GHz y 1.5 THz.

En receptores para la banda de los THz los HEMT forman parte substancial del sistema de oscilador local. En este tipo de receptores la mayor dificultad se encuentra en la construcción del oscilador local, el que debe proporcionar una señal con suficiente potencia para permitir que el mezclador funcione adecuadamente. Los amplificadores HEMT permiten amplificar señales provenientes desde un oscilador de 100 GHz a potencias del orden de 400 mW [25]. La señal amplificada es conducida hacia una serie de multiplicadores, los que generan la señal de oscilador local necesaria.

En general los amplificadores son construidos en base a distintas etapas de amplificación, cada una de las cuales es proporcionada por un transistor HEMT. Para ello se debe integrar los transistores HEMT a un circuito, que provee la polarización necesaria para operar los transistores, además de adaptación de impedancia entre las distintas etapas. Una alternativa es integrar los transistores y los componentes pasivos en un circuito integrado. Esta tecnología es conocida como MIC (Microwave Integrated Circuit) y es utilizada para dispositivos de frecuencias hasta los 30 GHz. Para dispositivos de frecuencias mayores se prefiere la tecnología MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). En este caso, los transistores y componentes pasivos son construidos sobre un sólo sustrato. Esto permite lograr menores dimensiones del amplificador, obteniendo mejores resultados en frecuencias altas [27].

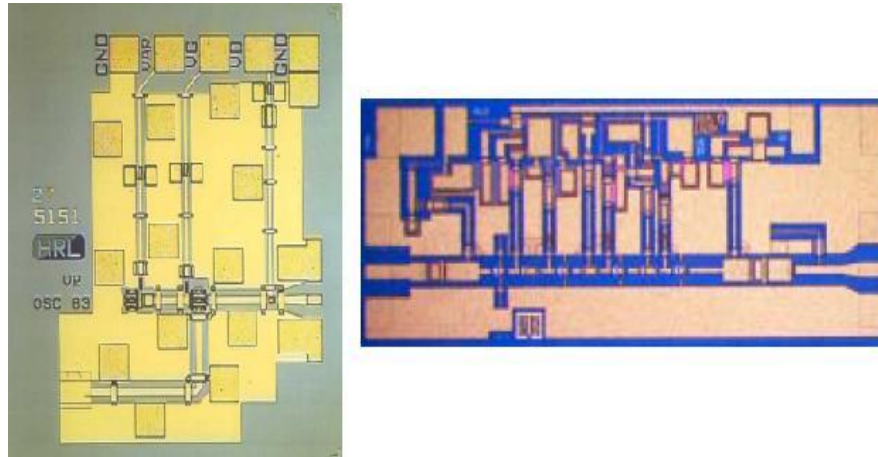


Figura 3.3: Izquierda: MMIC de un amplificador de Poder [28], Derecha: LNA para 85-115 GHz[26]

3.2. Operación de los amplificadores

Hoy en día la mayoría de los amplificadores diseñados para frecuencias mayores a 4 GHz corresponden a amplificadores HEMT, llegando incluso a operar en frecuencias mayores a 100 GHz [5]. Este es el caso de los dos amplificadores de que dispone el DAS para realizar la modernización del receptor Columbia. Éstos fueron construidos durante el año 2005 por el JPL, laboratorio ubicado en California y dependiente de la NASA. En ese lugar fueron probados a temperatura ambiente, encontrándose los valores de polarización mostrados en la Tabla(3.1).

Amplificador	Voltaje Gate	Corriente Gate	Voltaje Drain	Corriente Drain
W7	0.262 V	0.07 mA	1.25 V	25 mA
W10	0.306 V	0.09 mA	1.20 V	25 mA

Cuadro 3.1: Polarización de los amplificadores

Ambos amplificadores poseen protecciones contra sobrevoltaje, consistentes en diodos puestos a tierra. Por ello la compuerta *gate* presenta cierta resistencia ($6K\Omega$). El JPL advierte que estas protecciones no funcionan correctamente cuando el amplificador se encuentra a temperaturas

criogénicas, debiéndose tomar precauciones para no dañar los HEMT's. Como se menciona anteriormente, estos valores fueron medidos a temperatura ambiente, por lo tanto, se deberán realizar pruebas de laboratorio para determinar los valores óptimos de polarización para el amplificador operando a 77°K. Aunque esta prueba no fue realizada por el JPL, ellos indican que otros amplificadores de características similares encontraron sus puntos óptimos de operación con voltajes de *gate* y de *drain* del orden de 0.3 V y 0.75 V, respectivamente.

El JPL construyó para el receptor SEQUOIA [22] una serie de amplificadores con características similares a los amplificadores que utilizaremos en el receptor Columbia-U. de Chile. Los valores de ganancia y ruido medidos para esos amplificadores se muestran en la Figura(3.4). En dicha figura se muestra también el empaquetamiento mecánico de estos amplificadores. Debido a que se trata de dispositivos experimentales no es posible inferir el comportamiento de nuestros amplificadores a partir del comportamiento mostrado en la Figura (3.4), no obstante los valores debieran estar en el mismo rango.

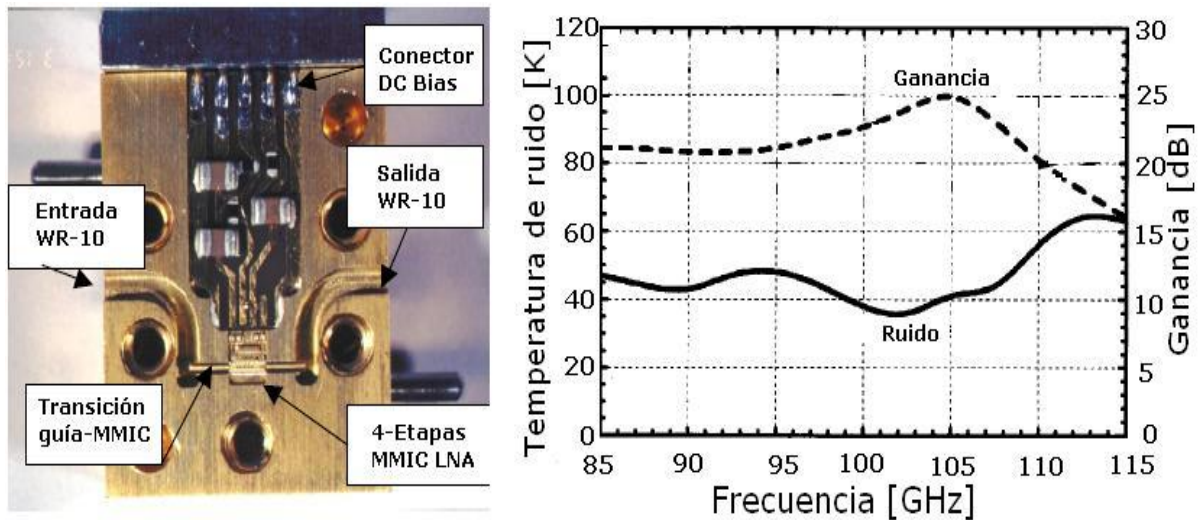


Figura 3.4: Interior de los amplificadores y curvas de ganancia y ruido

3.2.1. Construcción de la fuente de polarización

El primer paso para operar los HEMT fue construir una fuente de poder que pudiera suministrar el voltaje adecuado a los amplificadores. Para ello se diseñó una fuente que presentara el menor ruido posible (menor a 0.5 mV), que tuviese protecciones contra sobrevoltajes, y que tuviese un voltaje de salida ajustable, con una precisión de 1mV entre los 0 y 1.5 V en el caso de la compuerta *drain*, y 0 a 0.5 V en el caso de *gate*. Con este objetivo se diseñaron dos fuentes de voltaje mejoradas para bajo ruido [29], basadas en el regulador LM317T. Ambas fuentes operan sobre una señal de 15 V proporcionada por la fuente de poder general del sistema, fuente que entrega poder a la placa de oscilador local, la placa IF, al mezclador y al amplificador FET. La salida de ambas fuentes es 1.5 V. Luego este voltaje es dividido por medio de un potenciómetro de diez vueltas con dial, de modo que la salida pueda ser ajustada. Un seguidor de voltaje, basado en el amplificador operacional LM358, permite eliminar efectos de carga sobre el divisor de voltaje. En la etapa de salida, una serie de diodos proveen protecciones contra sobre voltajes, protegiendo al HEMT de posibles efectos transientes. Una resistencia a tierra actúa como

pull-down, manteniendo el voltaje de salida en tierra cuando la fuente está apagada, evitando entonces, descargas electrostáticas hacia el HEMT cuando la fuente se encuentre apagada. A lo largo de todo el circuito, una serie de condensadores electrolíticos filtran el ripple de 50 Hz que se pueda presentar, mientras que posibles ruidos de alta frecuencia son filtrados por condensadores cerámicos. El esquemático de la fuente se presenta en la Figura (3.5)

En sistemas de alta sensibilidad, como este tipo de receptores, se debe ser cuidadosos con ruidos de frecuencias determinadas que se puedan acoplar al sistema, limitando su desempeño. En [8] se describe un problema que surgió en la etapa de frecuencia intermedia del radiotelescopio RLT, en donde el ruido de 60 Hz, proveniente desde el sistema eléctrico, se acopló con la salida del sistema. Este tipo de problemas deben ser evitados utilizando técnicas de bajo ruido en el diseño de todos los componentes del sistema, incluidas las fuentes de alimentación. También es aconsejable trenzar los cables de alimentación, utilizar conectores de buena calidad y cables blindados, esto es protegidos de interferencia electromagnética. En [30] se da cuenta de un problema similar, en donde la frecuencia de la bomba de vacío del crióstato se acopla a la salida como un ruido de frecuencia 1 Hz, correspondiente a la frecuencia mecánica de la bomba. Este efecto se debe a pequeñas variaciones de la temperatura del crióstato durante un ciclo de la bomba de refrigeración.

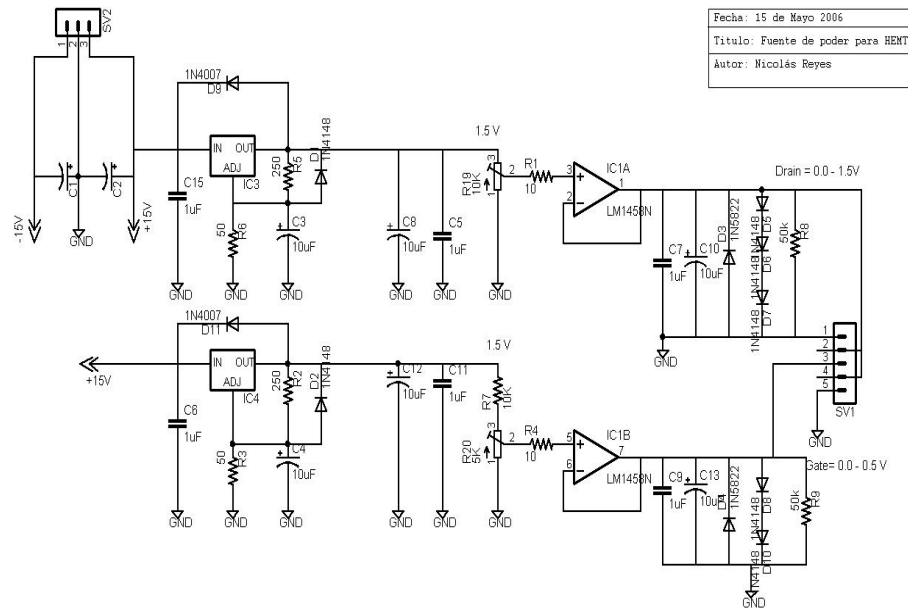


Figura 3.5: Fuente de poder para los HEMT

3.2.2. Curvas de funcionamiento

Una vez construida la fuente se procedió a operar el amplificador W10. La primera prueba realizada fue obtener las curvas I-V del amplificador. Para ello se midió el voltaje y la corriente en cada puerta. Con este trabajo se obtuvieron una serie de curvas de I_{drain} versus V_{gate} , con V_{drain} constante. Las curvas obtenidas son presentadas en la Figura(3.6). Recordemos que en el caso de que se desee utilizar un transistor como amplificador, el punto óptimo de operación es aquel en que la pendiente de dichas curvas sea máxima, es decir se desea que $\partial I_{drain}/\partial V_{gate}$ sea máximo. En base a los datos obtenidos este punto de operación viene dado por $V_{gate} = 0,33V$

y $V_{drain} = 1,25V$. Estos valores deben ser posteriormente optimizados para lograr una mínima temperatura de ruido del sistema completo. Recordemos que para minimizar la temperatura de ruido de un sistema se debe tratar de maximizar la ganancia del primer componente, al mismo tiempo que se debe minimizar su propio ruido. Como norma general, se escoge una solución de compromiso, pues al aumentar la ganancia llegará un punto en que la temperatura de ruido del componente será demasiado alta, haciendo que el sistema completo se vuelva ruidoso. Por este motivo el trabajo de sintonización del amplificador se realizará una vez que el sistema esté totalmente construido.

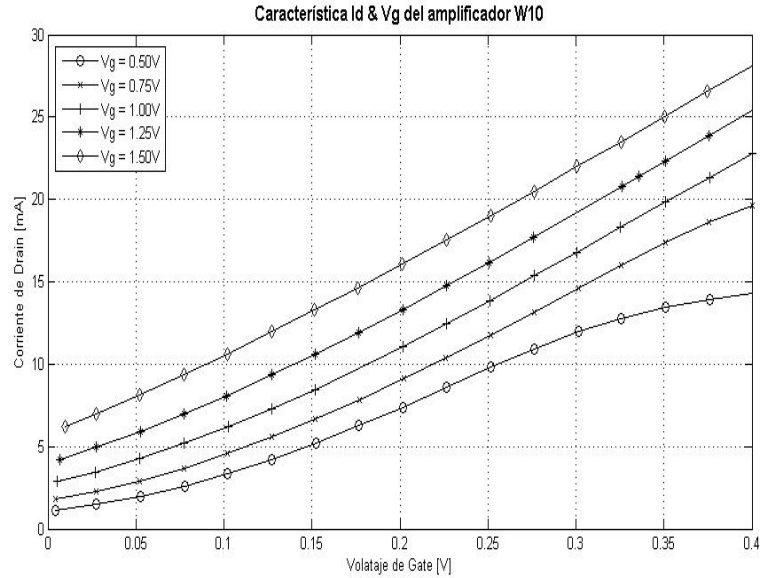


Figura 3.6: Característica de W10

3.2.3. Temperatura de ruido

Existen diversas formas para medir la temperatura de ruido de algún dispositivo. El más utilizado es el Método Y, también llamado *Hot-Cold Test*. Este procedimiento es ampliamente utilizado para medir la temperatura de ruido de receptores completos [40], permitiendo calibrar el receptor antes de realizar observaciones astronómicas. De hecho, cada vez que se desea tomar mediciones científicas con un receptor, es necesario medir la temperatura de ruido del instrumento usando este procedimiento.

En primer lugar se debe poner una carga fría, que consiste en un material absorbente empapado en nitrógeno líquido, en frente del *horn*. El amplificador detectará la radiación de cuerpo negro emitida por la carga y adicionará una cierta cantidad de ruido a la salida, cantidad caracterizada por su temperatura de ruido, T_{Ruido} . Luego se realiza el mismo procedimiento, pero esta vez frente al *horn* se utiliza un absorbente a temperatura ambiente. La salida que se mide en el amplificador, para cada caso, corresponde, a las Ecuaciones (3.1) y (3.2).

$$P_{Cold} = kT_{Cold} + kT_{Ruido} \quad (3.1)$$

$$P_{Hot} = kT_{Hot} + kT_{Ruido}$$

(3.2)

Utilizando ambas ecuaciones, además de un poco de álgebra, es posible despejar la temperatura de ruido como Ecuación(3.3). En dicha ecuación el parámetro Y corresponde al cociente entre las potencias de salida que se midieron en cada caso, es decir, $Y = \frac{P_{Hot}}{P_{Cold}}$.

$$T_{Ruido} = \frac{T_{Hot} - Y T_{Cold}}{Y - 1}$$

(3.3)

3.3. El nuevo diseño para el *front-end* del receptor

3.3.1. El diseño eléctrico

Para lograr disminuir la temperatura de ruido del receptor, el amplificador HEMT será ubicado como primer componente del sistema, es decir, inmediatamente después del *horn* y de la ventana de vacío. Entre el amplificador HEMT y el resonant ring se decidió utilizar un aislador. Éste tiene una doble finalidad: por un lado, proteger el amplificador de posibles ondas reflejadas desde el mixer, situación que puede desestabilizar el amplificador, produciendo variaciones de ganancia, o incluso comportamientos oscilatorios; y por otro lado, evitar que potencia acoplada desde el oscilador local hacia el HEMT pueda dañar este componente al ingresar en reversa.

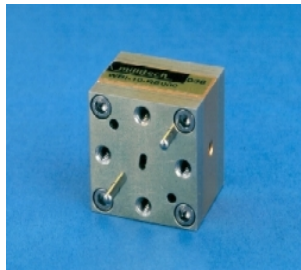


Figura 3.7: El aislador WBI de Millitech

Un aislador es un dispositivo de dos puertas, A y B, que permite que las señales se propaguen desde A hacia B sin sufrir atenuación. En cambio, las señales que viajan desde B hacia A son detenidas por el dispositivo. Su funcionamiento se basa en un fenómeno conocido como rotación de Faraday, que se produce cuando una onda electromagnética linealmente polarizada atraviesa una zona donde existe un campo magnético, en este caso producido por una ferrita. Como resultado, la polarización de la onda incidente es rotada en un ángulo fijo, generalmente 45° . Utilizando un resistor de film ubicado en forma perpendicular al campo eléctrico de la onda incidente, se logra

que la onda incidente no sea atenuada. Luego esta onda es girada en 45° por la ferrita y luego en -45° por un *twist*. De esa forma, la rotación producida por la ferrita es compensada por el *twist*. Como resultado la onda de salida no es atenuada, y su polarización no cambia. En cambio, una onda que viaja en sentido contrario es girada en 45° por el *twist* y posteriormente es girada 45° más por la ferrita, finalmente la rotación total es de 90° . De esta manera la onda llega a la tarjeta resistiva con su campo eléctrico de forma paralela a la tarjeta, siendo entonces atenuado de forma importante (más menos 20 dB)[9]. Los aisladores son ampliamente utilizados para proveer de una buena adaptación de impedancia entre dos dispositivos y, de esa forma, impedir la formación de ondas estacionarias en la línea de transmisión¹. También se utilizan para proteger dispositivos delicados de potencia que pueda entrar en reversa hacia ellos. El aislador escogido fue el WBI de Millitech [33]. Este aislador se caracteriza por su pequeño tamaño, y por poder ser utilizado a temperaturas de hasta 80°K . Estas características lo hacen idóneo para ser usado en receptores para radioastronomía. En el Cuadro(3.2) se presentan los parámetros típicos de este componente.

Frecuencia de operación	84-110 GHz
Aislación	20 dB
Pérdidas (máximo)	1.3 dB
Pérdidas a 80°K (típico)	0.6 dB

Cuadro 3.2: Características del aislador WBI 10-REC00

Se debe mencionar que no todos los aisladores pueden ser utilizados a temperaturas criogénicas. Para frecuencias menores a 40 GHz, la compañía Passive Microwave Technologies (PAMTECH) fabrica aisladores diseñados para operar a 4°K . Para frecuencias mayores, el único aislador que se encontró fue el WBI de Millitech, que puede operar hasta en 80°K . Se destaca que el costo de un aislador que puede ser enfriado es más del doble que el de una unidad standard, y los tiempos de entrega aumentan considerablemente. En este caso el WBI será entregado entre setenta y cinco a noventa días después de efectuada la compra, y su costo es de 4.615 US\$, sin IVA ni gastos de importación. La compra fue realizada por medio del distribuidor Radar-System-Technologies [34].

Finalmente, en la Figura (3.8) se puede observar el esquemático del nuevo diseño. Al compararlo con el esquemático del receptor Columbia antes de las modificaciones, Figura (2.7), se puede apreciar que aparte del HEMT y del aislador, el resto del sistema se dejó intacto. Recordemos que para mejorar la temperatura de ruido de un receptor los esfuerzos se deben concentrar en el primer componente con ganancia, pues debido a la Ecuación (2.6), este componente dominará las características de ruido del sistema completo.

La Tabla (3.3) fue construida en base a la información recopilada por [13], para las características de los distintos componentes que se encuentran en el receptor actual, además de la información entregada por Millitech acerca del aislador WBI, y de la información que se tiene acerca del HEMT. En dicha tabla se presentan las características más importantes de cada uno de los componentes presentes en el nuevo diseño para el *front-end*. Con estos parámetros, y utilizando la ecuación (2.6), se deduce que la temperatura de ruido del receptor modificado será de 200°K , lo que corresponde a una disminución de alrededor de 150°K con respecto a la situación original.

¹Para estudiar seriamente el problema de las ondas reflejadas en los circuitos de RF y microondas se recomienda el libro "Fundamentals of Microwave Transmission Line", en donde se analiza este problema con bastante profundidad [31]

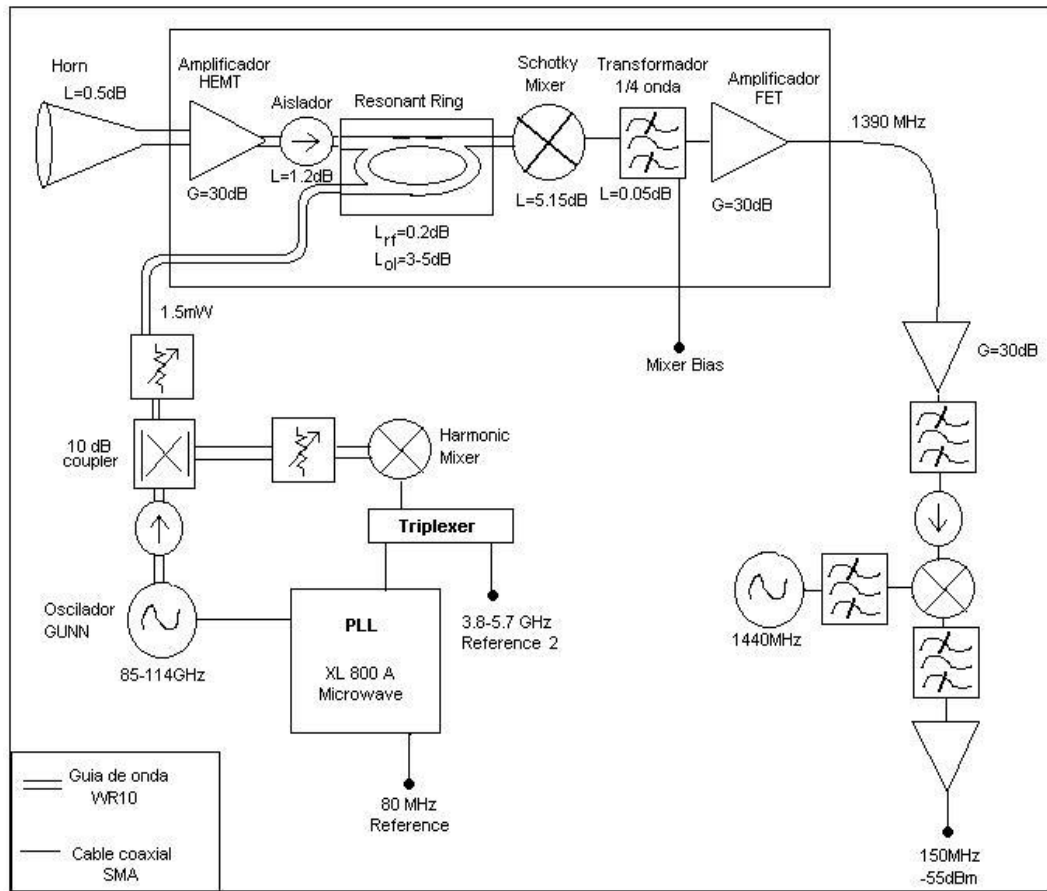


Figura 3.8: El nuevo diseño para el receptor Columbia-U. de Chile

Llama la atención la excesiva contribución de ruido por parte de la guía de onda y de la ventana de vacío. Así los tres primeros componentes dan un valor mínimo de ruido equivalente a 60°K . Por ello es probable que se obtenga una mejor temperatura al probar el nuevo receptor en laboratorio que al operar el receptor en su forma definitiva. Por otro lado se debe notar la importancia que tienen las pérdidas en los primeros componentes. De hecho si se introducen pérdidas de 1 dB entre el Horn y la ventana de vacío, la temperatura de ruido aumentará en 30°K . Por ello se deben tomar las precauciones necesarias de forma que las guías de onda queden bien alineadas y no se introduzcan pérdidas adicionales por mala alineación. Otra fuente de pérdidas pueden ser partículas de impurezas que queden al interior de las guías de onda. Esta situación debe ser evitada por medio de una adecuada limpieza de las guías. Finalmente concluimos que si se toman todas las medidas correspondientes es posible llegar a niveles de ruido del orden de 150°K , lo que corresponde a un valor bajo, especialmente si consideramos que el receptor es enfriado solamente a 77°K .

3.3.2. El diseño mecánico

Teniendo claridad acerca del diseño que se implementará, y por tanto, de los componentes necesarios, se llega al segundo problema: el problema mecánico. Sucede que para disminuir el nivel de ruido de cada componente estos deben ser enfriados. Esto puede ser realizado utilizando helio líquido o nitrógeno líquido, alcanzándose temperaturas de 4°K y 77°K , respectivamente.

Componente	Temperatura de ruido	Ganancia o pérdida
Horn	21°K	-0.15 dB
Ventana de vacío	14°K	-0.1 dB
Guía de onda	24°K	-0.25 dB
HEMT	120°K	20 dB
Aislador	100°K	-2.5 dB
Resonant Ring	7°K	-0.2 dB
Mixer	185°K	-5.15 dB
Cable coaxial	1°K	-0.05 dB
Transformador	1°K	-0.05 dB
FET	15°K	30 dB

Cuadro 3.3: Parámetros de los distintos componentes del nuevo *front-end*

Nuestro receptor es enfriado a 77°K. Para lograr esto es necesario que los componentes sean montados al interior de un termo. Para prevenir la formación de hielo entre los componentes, y para aumentar el aislamiento entre el sector interno y el espacio externo, se debe funcionar con un alto nivel de vacío. Esto se logra con el uso de un termo hermético y de una bomba de vacío. Afortunadamente no es necesario enfriar todo el sistema, sino que solamente el *front-end*. Esto debido a que el ruido del sistema es afectado principalmente por los primeros componentes, y no por el ruido de la etapa de frecuencia intermedia. Para evitar el costo de adquirir un nuevo termo se decidió reutilizar el sistema anterior. Por ello se debe realizar un cuidadoso diseño mecánico que permita incorporar el HEMT y el aislador sin realizar modificaciones al termo original. En particular no se puede modificar la disposición de las entradas y salidas del crióstato. En la Figura (3.9) se puede observar una foto que da cuenta de la disposición actual de los componentes.

A continuación se realizará una descripción de las entradas y salidas que posee el sistema. En primer lugar se menciona la existencia de dos entradas mecánicas para el ajuste del anillo resonante y el *backshort* del mezclador. Estas entradas no deben ser modificadas, pues el sistema que permite conducir la rotación de los tornillos micrométricos a través de las paredes del termo fue construido con una precisión máxima, de tal forma de evitar fugas de vacío, al mismo tiempo que se permite una operación cómoda de los tornillos. Existen dos entradas para cables eléctricos, los que actualmente conducen hacia el interior del termo los voltajes de polarización del FET, del mixer y de dos sensores de temperatura. Afortunadamente, los conectores utilizados para llevar hacia el interior del termo las señales eléctricas están subutilizados, permitiendo el uso de esas mismas entradas para conducir las señales de polarización del HEMT. Se destaca que todos los cables consisten en un alambre de cobre muy delgado, minimizando la conducción de temperatura entre el exterior y el interior del termo. Recordemos que el cobre, aparte de ser un excelente conductor eléctrico, es también un excelente conductor térmico. Las entradas de las señales de alta frecuencia, es decir la entrada desde el *horn* y la entrada del oscilador local, consisten en guías de onda WR-10² que ingresan por medio de sendas ventanas de vacío. En la Figura (3.10) se muestra un sistema de este tipo, el que permite el ingreso de las señales impidiendo fugas de vacío. La señal IF es acoplada hacia el exterior por medio de un conector SMA. En todos los casos descritos una serie de anillos de goma, conocidos como O-rings, proporcionan un adecuado sello contra pérdidas de vacío.

En la parte superior del termo, y por tanto no visibles en la Figura (3.9), existen tres entradas adicionales. Dos de ellas corresponden a las entradas para la bomba de vacío y para el nitrógeno

²En el anexo A se realiza una breve revisión de líneas de transmisión, poniendo especial énfasis en describir las guías de onda y cables coaxiales que se utilizan en el presente trabajo

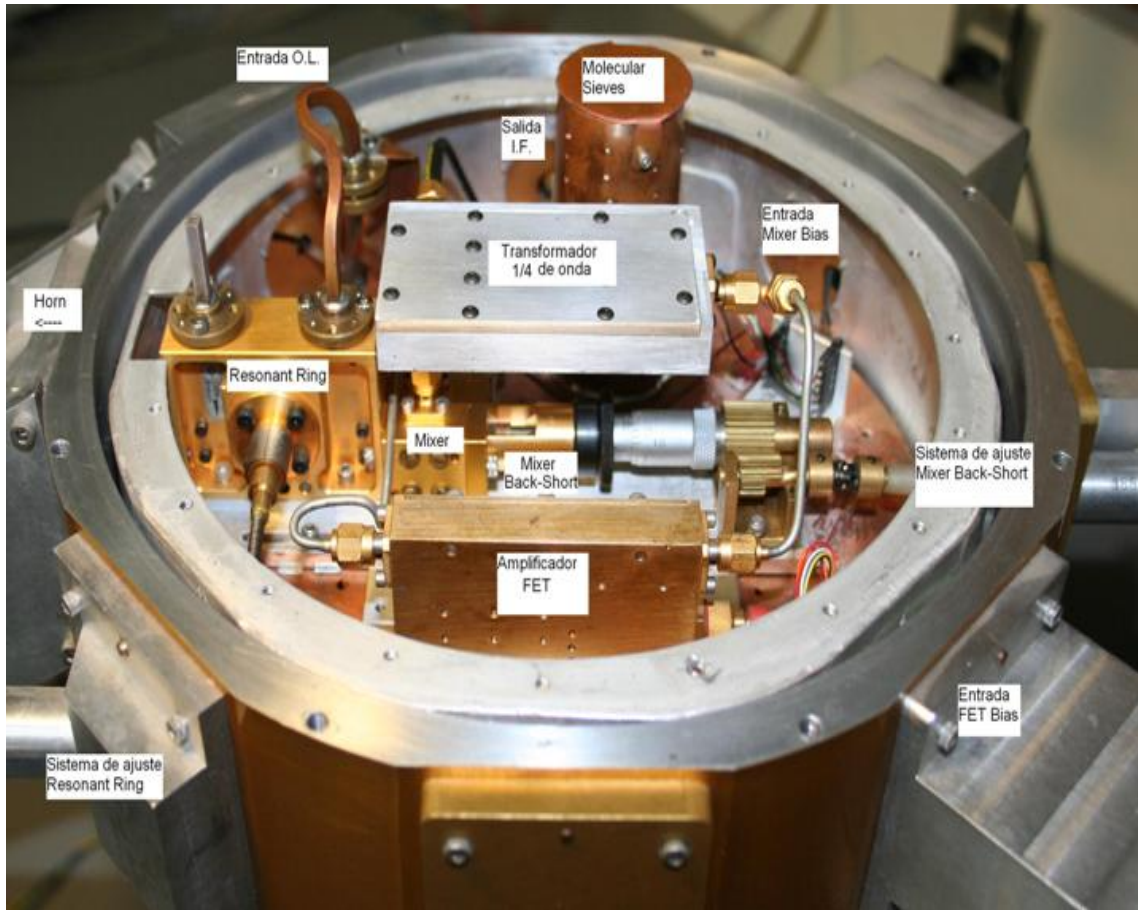


Figura 3.9: El interior del crióstato

líquido. Un tercer conector permite monitorear el nivel de vacío al interior del termo. Finalmente, se debe mencionar que el termo puede ser abierto retirando su tapa superior o inferior. En la foto, Figura (3.9), se ha retirado la tapa inferior del termo, de forma de hacer visible el interior de éste.

El nivel de vacío que se debe generar al interior del termo es del orden de $2\mu\text{mHg}^3$, correspondiendo a un sistema de alto vacío HV (High vacuum). Estos sistemas, a diferencia de los sistemas UHV (Ultra high vacuum), pueden ser sellados utilizando O-rings. Éstos son lubricados aplicando una grasa de silicona de baja evaporación (Down Corning High Vacuum Grease), procedimiento que permite mantener las cualidades de los anillos de goma a lo largo del tiempo. Al interior del termo se ubica también un contenedor con *molecular sieves*, compuesto que absorbe las moléculas presentes en el interior. Este compuesto debe ser horneado por tres horas antes de ser utilizado, evitando la contaminación debido al vapor de agua presente en él. El interior del termo se divide en dos compartimentos. El primero, ubicado en la parte superior del termo, contiene el nitrógeno líquido; el segundo está destinado a contener los dispositivos electrónicos del *front-end* y se ubica en la parte inferior del termo. Para asegurar una temperatura de operación óptima de los componentes, éstos son montados sobre una placa de cobre de 20 cm de diámetro, que se encuentra en contacto directo con el nitrógeno líquido. Entre los componentes y la placa de cobre se utiliza una delgada lámina de indio, la que tiene la finalidad de proveer un adecuado contacto térmico entre los componentes y la placa.

³Micrones de mercurio

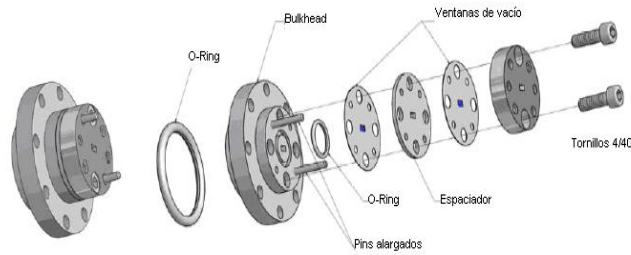


Figura 3.10: Sistema de ventanas de vacío, imagen tomada y adaptada de [38]

El principal problema consiste en que al incluir el amplificador y el aislador al interior del crióstato, se debe modificar la disposición de los restantes componentes de alta frecuencia. Esto no es posible, debido a que el espacio disponible es limitado. Al realizar un análisis de la situación se decidió que el espacio ocupado por el sistema de ajuste para el *back-short* del mezclador era excesivo. Originalmente este sistema fue implementado por medio de un tornillo milimétrico comercial adaptado, el cual tiene una longitud de 6 cm. Utilizando una pieza mecánica especialmente diseñada es posible reducir el espacio utilizado en algunos cm.

En la Figura(3.11) se presenta una vista del diseño que se propone para el interior del termo, mostrando sólo los componentes y no los cables o guías de onda. Sobre este punto se debe decir que los cables que conducen la polarización del FET, HEMT y mezclador pueden ser instalados por el perímetro, pues se trata de cables flexibles. Los cables rígidos SMA pueden ser moldeados fácilmente para que adopten la forma deseada. En cambio con las guías de onda WR10 se debe utilizar una guía de cobre, la que es calentada y moldeada para que adopte la forma deseada. Afortunadamente este trabajo se debe realizar sólo con la guía que conduce la señal del oscilador local hacia el anillo resonante.

Se realizó un modelo en Auto-Cad con el nuevo diseño para el *front-end*. En dicho modelo se analizaron todos los problemas que se pueden presentar, llegando finalmente a un diseño de detalles pa

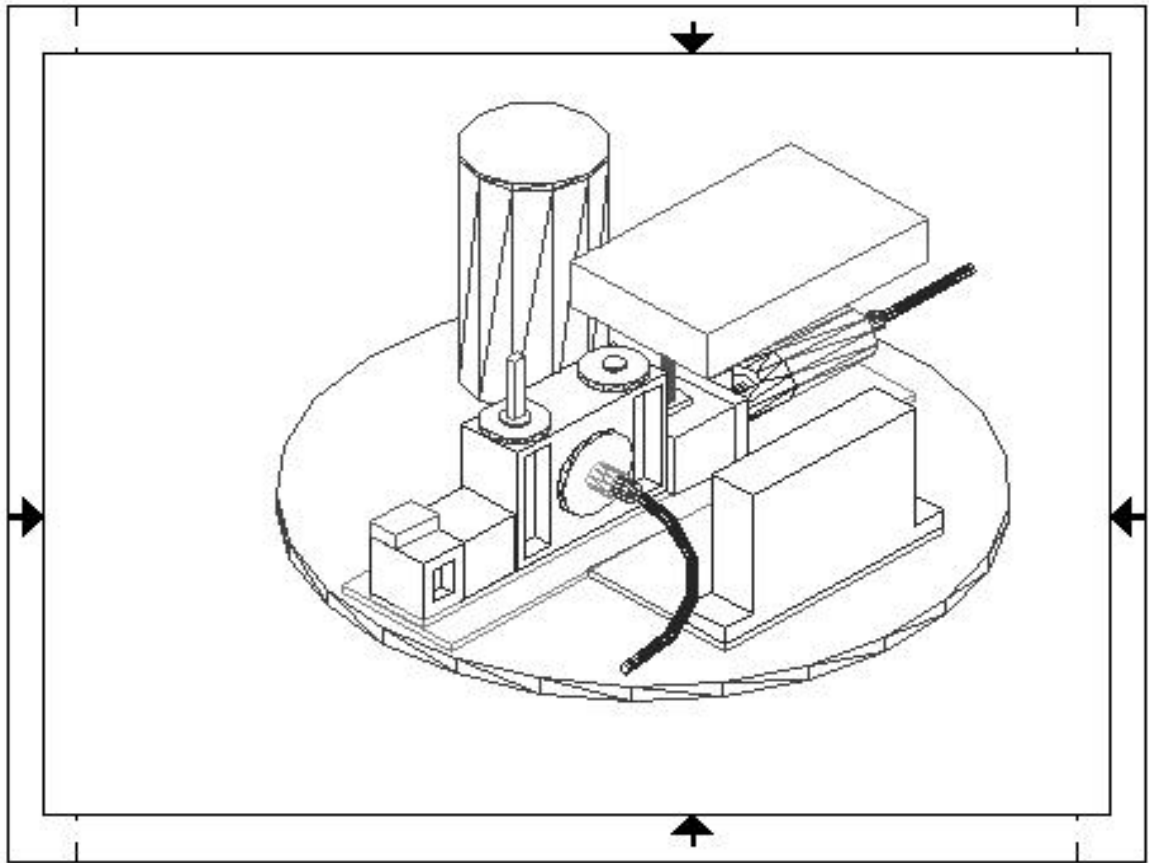


Figura 3.11: Vista del nuevo diseño para el *front-end*

Capítulo 4

Resultados obtenidos

A continuación se hará una revisión del trabajo que se realizó, poniendo especial énfasis en los resultados que se obtuvieron.

4.1. Fuente de polarización para el HEMT

Se construyó una fuente de bajo ruido para proveer de polarización a los amplificadores HEMT. Dicha fuente fue diseñada y construida pensando en la operación permanente del telescopio. Recordemos que la presencia de ruido en la alimentación de los amplificadores conlleva variaciones en la ganancia de estos, con la consiguiente pérdida de sensibilidad del instrumento completo.

La fuente construida no presenta transientes de encendido ni apagado, y una vez en operación no exhibe ripple medible con el instrumental de laboratorio (ripple menor a 0.1 mV). La fuente no presenta aumentos de temperatura luego de funcionar durante varios días con una carga equivalente al amplificadores.

4.2. Funcionamiento del amplificador

Utilizando dicha fuente se probó el funcionamiento del amplificador. En primer lugar se encontraron sus puntos óptimos de operación de forma de obtener una ganancia máxima. Se encontró que esta situación ocurre con voltajes de *gate* de 0.33 V y voltajes de *drain* de 1.25 V.

4.3. Nuevos diseños para el receptor

Finalmente, se elaboró un nuevo diseño del receptor. Se decidió utilizar un aislador que separe la etapa de amplificación de la etapa de mezcla. El aislador escogido fue el WBI 10-REC00 de Millitech, el cual puede operar a temperaturas de 80°K sin presentar problemas. Se estimó la temperatura de ruido del nuevo receptor en 200°K.

Luego se procedió a realizar el diseño mecánico para la disposición de los componentes al interior del termo. Dicho diseño fue realizado en Auto-Cad. Se consideró la restricción de no modificar el termo, con el fin de evitar mayores gastos al construir nuevos sistemas de vacío.

Por último se adquirieron todos los componentes necesarios para llevar a cabo la modificación. La compra fue realizada a través del distribuidor Radar System Technologies. Los componentes serán enviados a Chile el día 4 de septiembre de 2006. , si bien la compra fue realizada el día 6 de Junio de 2006, Millitech requiere de más de dos meses para fabricar y probar un aislador con las características del WBI-REC00.

4.4. Trabajo futuro

Una vez que los componentes sean recibidos se debe proceder a montar el nuevo sistema. Una vez realizado el montaje se realizarán pruebas para medir el desempeño del nuevo receptor. En primer lugar se realizará una prueba *Hold-Cold Test*, con la que se determina el nivel de ruido luego de la modificación. Esta prueba se realiza con el receptor sin enfriar. Luego se debe enfriar el sistema y realizar una nueva prueba de ruido. Por último, se deben realizar los ajustes necesarios para lograr minimizar el ruido.

Capítulo 5

Conclusiones

Se realizaron los diseños para incluir un amplificador HEMT como primer componente a la entrada del receptor Columbia- U. de Chile. A través de esta modificación se espera disminuir la temperatura de ruido de dicho instrumento de 380°K a 140°K SSB. Esto representa una importante disminución del ruido del sistema, y permitirá reducir los tiempos de integración, lográndose un uso más eficiente del telescopio. Los diseños fueron realizados en detalle, considerando todas las restricciones que presenta el problema. Como resultado, se entrega un esquemático del nuevo receptor y un modelo en AutoCad que detalla la ubicación de cada componente en el sistema. Se especificaron y adquirieron los componentes electrónicos necesarios para llevar a cabo las modificaciones propuestas. Por otro lado se construyó una fuente de voltaje para el amplificador HEMT, el cual fue probado en el laboratorio, comprobando su correcto funcionamiento.

Una vez que el nuevo receptor se encuentre totalmente construido se dispondrá de un receptor de alta sensibilidad, enfriado solamente con nitrógeno líquido. En este punto es necesario destacar que la otra tecnología utilizada en esta banda de frecuencia son los mezcladores SIS, los que poseen niveles de ruido cercanos al límite cuántico (50°K). Estos componentes se basan en superconductores, razón por la cual deben operar a temperaturas de 4°K , siendo muy sensibles a variaciones de temperatura. Receptores en base a amplificadores HEMT logran este tipo de desempeños cuando son operados a 4°K , pero tienen la ventaja de poder operar enfriados solamente con nitrógeno, o incluso a temperatura ambiente. Obviamente, el desempeño es cada vez peor a medida que se aumenta la temperatura. La utilización de amplificadores HEMT permite reducir los costos de operación de los telescopios, al disminuir las exigencias sobre los equipos de refrigeración. Recién en los últimos años esta tecnología ha empezado a ser utilizada, pues la aparición de este tipo de amplificadores data de los últimos cinco años.

En otro ámbito, se debe destacar que en el presente trabajo se logró generar una cantidad de conocimientos teóricos y prácticos acerca de tecnologías de microondas. En particular, se tomó contacto con distribuidores de componentes electrónicos para RF, se aprendió a utilizar el instrumental adquirido por el Laboratorio de Radio Frecuencias de Cerro Calán, y se tomó conocimientos de los procedimientos de laboratorio para poder trabajar en forma segura. Todo el trabajo realizado en el laboratorio fue documentado adecuadamente, de forma de servir de conocimiento previo a futuros trabajos que se realicen en él, ya sea sobre este mismo receptor o en algún otro proyecto.

5.1. Proyecciones

Actualmente se dispone de un receptor capaz de realizar mediciones de líneas espectrales en frecuencias que van desde los 85 a los 115 GHz. La temperatura de ruido es de 200 °K SSB. Una posibilidad es continuar la modernización del receptor, con el fin de seguir aumentando su sensibilidad. Para ello es necesario disminuir la contribución de ruido proveniente desde la frecuencia imagen. Una opción es adquirir un mezclador con separación de banda, eliminando totalmente la contribución de ruido proveniente desde la imagen.

Si se decide que los niveles de ruido logrados son suficientes como para realizar mediciones de interés, se debe regresar el receptor a Cerro Tololo. En este proceso se debe considerar el costo de actualizar el software de control del telescopio. En particular, se debe modificar las rutinas que controlan el oscilador local, pues éste fue reemplazado por el oscilador Gunn. Otro problema que surge es la necesidad de contar con un generador de señales que pueda entregar una referencia de 5 GHz al PLL del oscilador local. Actualmente se utiliza el generador de señales del laboratorio, pero se debe evaluar la conveniencia de utilizar este equipo para realizar mediciones y luego regresarlo a Cerro Calán en comparación con la posibilidad de adquirir un equipo que permanezca junto al telescopio.

5.2. Comentarios

Durante el trabajo se enfrentaron numerosas dificultades de orden práctico, la mayor parte de ellas relacionadas con la adquisición de componentes. Este es un proceso bastante lento, pues se debe encontrar exactamente lo que se necesita, pero resulta difícil ubicar los catálogos con las especificaciones. Afortunadamente se contó con la ayuda del distribuidor Radar System Technologies, quien prestó una valiosa orientación acerca de los fabricantes de los productos con los requerimientos para nuestro problema. Una vez tomada la decisión sobre los componentes que se deben adquirir es necesario contar con documentos en dólares para efectuar la compra. Este trámite tomó cerca de un mes. Una vez enviados los documentos en dólares hacia E.E.U.U. se debe esperar hasta tres meses para que los componentes sean enviados a Chile. Es por ello que se recomienda tomar en consideración todas estas plazos al momento de planificar futuros trabajos en el área.

Otra consideración que se debe tomar es acerca de las restricciones mecánicas. Usualmente se tiende a poner mayor énfasis en el diseño eléctrico, pero una vez que éste ha sido realizado se debe decidir acerca de la disposición espacial de los componentes. Este problema puede llegar a ser más complicado que la realización del diseño eléctrico.

Finalmente, se destaca que por medio de este trabajo se ha generado una cantidad importante de conocimiento acerca de proyectos de ingeniería en microondas. Es de esperar que esta experiencia sea útil en la realización de futuros trabajos en esta área.

Apéndice A

Líneas de transmisión

Al resolver las ecuaciones de Maxwell en un espacio donde no existen fuentes se obtiene que los campos eléctrico y magnético cumplen con las Ecuaciones (A.1) y (A.2)

$$\nabla \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0 \quad (\text{A.1})$$

$$\nabla \vec{B} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{B} = 0 \quad (\text{A.2})$$

Estas ecuaciones indican que el campo electro-magnético se propaga como una onda. Esta predicción fue realizada por Maxwell en 1864 y confirmada experimentalmente por Hertz en 1886, dando inicio a la ingeniería de radio. Ambas ecuaciones son válidas para todo campo que se propaga en una zona sin fuentes, en particular para propagación en una guía de onda, cables coaxiales o de cualquier línea de transmisión. Para encontrar las características con que se desplazan estas ondas se deben resolver las ecuaciones de onda aplicando las condiciones de borde que presente el problema. Por ejemplo, en el caso de una onda propagándose en un cable coaxial, la ecuación debe ser resuelta en coordenadas cilíndricas, mientras que en una guía de onda conviene una solución en coordenadas rectangulares.

Desde el punto de vista de la ingeniería eléctrica es preferible modelar las líneas de transmisión de acuerdo a su circuito equivalente. Para ello, se consideran los distintos fenómenos que se producen en la línea y se modelan adecuadamente. El modelo debe considerar la auto inductancia que presenta el cable, representada por una inductancia por unidad de longitud L , y la capacitancia de la línea respecto a tierra, que es representada por un condensador C . Algunos modelos pueden considerar las pérdidas que se producen en la línea. Existen dos principales fuentes de pérdidas, el calentamiento de la línea representado por una resistencia serie R , y las corrientes de pérdida hacia tierra representadas por una admitancia G . Desarrollando las ecuaciones que representan el voltaje a lo largo de la línea se obtiene que el voltaje que se produce a lo largo de ella corresponde a la Ecuación(A.3).

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x^2} - \gamma V(x) = 0 \quad (\text{A.3})$$

Donde γ es un parámetro que depende de los valores de C , R , G , L . Esta expresión corresponde a una ecuación de onda, que admite como solución una onda que se desplaza hacia la izquierda y otra onda que se desplaza en sentido contrario. Una línea de transmisión es caracterizada por su impedancia Z_0 la que corresponde a la relación que existe en cada punto de la línea entre el voltaje y la corriente. Al conectarse una carga al final de una línea de transmisión

se produce un fenómeno llamado reflexión, es decir, una cantidad de potencia P es reflejada como una onda que se devuelve hacia la fuente. La cantidad de potencia que se refleja viene determinada por la relación que existe entre la impedancia de la línea y la impedancia de la carga, Ecuación(A.4)

$$P_{ref} = (1 - \Gamma^2) \quad (\text{A.4})$$

$$\Gamma^2 = \frac{Z_{carga} - Z_0}{Z_{carga} + Z_0} \quad (\text{A.5})$$

Si la impedancia de la línea es idéntica a la impedancia de la carga no existirá onda reflejada. La existencia de onda reflejada produce una onda estacionaria al interior de la línea. Para caracterizar la magnitud de esta onda se utiliza el parámetro VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), que corresponde al cociente entre el máximo y el mínimo voltaje existente en la línea. En general la existencia de ondas estacionarias no es deseada, debido a que un máximo de la onda puede dañar algún dispositivo, mientras que los mínimos hacen que la potencia no sea acoplada hacia el destino final. Por último la potencia reflejada puede dañar la fuente al ingresar en reversa hacia ella.

Existen diferentes tipos de línea de transmisión, destacando los cables coaxiales, las guías de onda y las líneas de microstrip. El tipo de guía que se utilice depende de un sinnúmero de parámetros, como el costo, el tamaño, la cantidad de potencia y la frecuencia de la señal. A continuación trataremos sobre las guías de onda que se utilizaron en el presente trabajo.



Figura A.1: Conectores utilizados, SMA(1), BNC(2), N(3) y WR10(4)

A.1. Conectores coaxiales

Existen muchos tipos de conectores coaxiales, siendo los tres más utilizados los cables tipo N, BNC o SMA. Cada uno de ellos se caracteriza por poder operar en ciertos rangos de frecuencias y ciertas especificaciones mecánicas. Los conectores N se caracterizan por sus bajas pérdidas en frecuencias de hasta 20 GHz. Este tipo de conectores son los que presentan un mejor desempeño, aunque su excesivo tamaño no los hace recomendables para trabajos en que

existan un considerable número de conexiones y desconexiones. Los conectores BNC son utilizados tradicionalmente en la banda de TV (400 MHz). Son bastante cómodos de usar y pueden ser utilizados para frecuencias de hasta 2 GHz. Finalmente los conectores SMA se caracterizan por su pequeño tamaño (3.5 mm) y por su excelente desempeño en frecuencias de hasta 12.4 GHz. En el trabajo de laboratorio se utilizó casi exclusivamente cables SMA, excepto para señales de baja frecuencia, caso en que se prefirió BNC. Los cables SMA pueden ser utilizados como cables rígidos o flexibles. Para conexiones permanentes, como al interior del termo o de la placa de oscilador local se prefirió utilizar cables rígidos, los que otorgan una mayor resistencia mecánica al sistema. Se destaca que estos cables poseen conectores que deben ser apretados utilizando una llave de torque, pues se pueden dañar al ser apretados con excesiva fuerza, mientras que si no están bien apretados se producen considerables pérdidas en los contactos.

A.2. Guías de onda

Una guía de onda no es más que un tubo de metal por cuyo interior se pueden propagar las ondas electromagnéticas. Debido a que constan de un solo conductor, es decir no existe pista de regreso para la corriente, las señales no se pueden propagar en modo TEM (Transversal Electro-Magnético) sino que sólo en modo TE (Transversal Eléctrico) o TM (Transversal Magnético). Existen distintos tipos de guías de onda caracterizados por la forma del tubo, siendo las principales las guías circulares y las rectangulares. En el presente trabajo utilizamos guías rectangulares.

Al resolver las ecuaciones (A.1) y (A.2) para una onda que se desplaza al interior de una guía rectangular se obtiene que existen distintos modos de propagación. El modo principal es el modo TE_{10} . Para lograr que la onda se propague en ese modo la señal debe tener una frecuencia que está dada por las dimensiones de la guía. De hecho, la solución de las ecuaciones de onda indica que para una dimensión dada de la guía, existe una frecuencia de corte para la propagación de ondas, es decir, señales con frecuencias menores a la frecuencia de corte no se propagarán. Por otro lado, señales con frecuencias mucho mayores a la frecuencia de corte serán transmitidas en modos superiores al TE_{10} . Por ello el tamaño de una guía de onda determina la banda en que puede ser utilizada. Por esta razón, el tamaño de las guías esta estandarizado, y cada tipo es nombrado con la sigla WR-XX. Por ejemplo la guía de onda WR-90 permite cubrir la banda X (8.2 - 12.4 GHz).

Las guías de onda pueden ser utilizadas desde frecuencias de algunos MHz hasta 400 GHz. En el rango inferior el tamaño de las guías se vuelve demasiado incómodo, por ejemplo la guía WR-2300 que se utiliza en la banda de los 300MHz tiene un tamaño de 23x11.5 pulgadas¹, siendo prácticamente inutilizables. En el rango superior los tamaños se vuelven cada vez más pequeños siendo inutilizables en frecuencias cercanas a los 500 GHz. Para frecuencias superiores se deben utilizar sistemas cuasi-ópticos para transportar las señales.

En el presente trabajo la totalidad de las guías de onda utilizadas son WR-10, guía caracterizada por sus dimensiones internas de 0.1 x 0.05 pulgadas. Estas dimensiones permiten operar cómodamente en la banda 75-110 GHz. La frecuencia de corte es de 59 GHz. Las guías pueden ser fabricadas en distintos materiales, tales como cobre, plata, bronce, aluminio o acero. Las paredes interiores pueden ser bañadas en oro o plata, de tal forma de evitar la oxidación de la

¹El standard está en pulgadas, se debe ser cuidadoso, pues casi todos los catálogos traen las medidas en pulgadas sin indicarlo claramente

superficie conductora.

Por otro lado existen diversos conectores (*flanges*) para unir las guías de onda. Nosotros utilizamos el standard MIL.F-3922/67B-010. Estos conectores son de forma circular y tienen un diámetro de 0.75 pulgadas. Los conectores de los distintos componentes son fijados entre sí por medio de cuatro tornillos 4/40. El ajuste de los tornillos debe ser realizado con sumo cuidado, pues pequeños desalineamientos entre conectores se traducen en la introducción de pérdidas al sistema [39].

Apéndice B

Operación del receptor en el laboratorio

B.1. Operación del oscilador local

Procedimiento para operar el GUNN:

1. Ponerse la pulsera anti-estática. Recordar que los componentes más delicados son el harmonic mixer y el GUNN.
2. Conexiones según Figura(B.1):

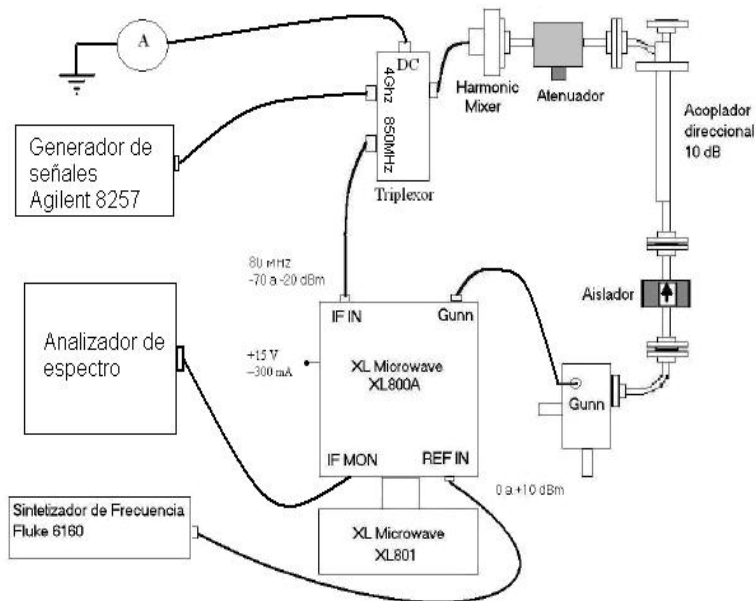


Figura B.1: Montaje experimental

3. Antes de la partida:

- Ajustar frecuencia Gunn, ajustando micrómetros según hoja de datos H315. Esto corresponde a un ajuste grueso, el ajuste se afina más adelante para lograr lock.
- Atenuadores RF y PLL al máximo de atenuación.
- Sintetizador Fluke en 80 MHz con potencia de salida de 2 dBm.

- En XL801: VOP = 10 VDC. VLG al mínimo. IF MON, SWEEP y OSC. OFF
- Calcular frecuencia del generador de señales como: $f_{SG} = (f_{GUNN} - 80)/N$, donde N es la armónica utilizada. Se recomienda N=20. Potencia de salida: 0 dBm.

4. Procedimiento de partida:

- Encender la fuente de poder para PLL. Si se utiliza una fuente regulada, considerar que el sistema requiere de 300 mA para funcionar.
- Encender sintetizadores de frecuencia, Fluke y Agilent 8257. Al encender el sintetizador FLUKE se debiera encender un led en el PLL, indicando que la referencia está OK.
- Encender oscilador GUNN, Interruptor OSC en posición ON, en XL801.
- Reducir atenuación en atenuador PLL.
- Encender la salida de monitoreo IF MON en XL801. Aumentar en pasos de 1 dBm la potencia de Agilent 8257, esto generara un aumento en la corriente del mixer, la que no debe sobrepasar los 2 mA. Durante este proceso debe aparecer en IF Mon una señal de frecuencia cercana a 80 MHz.
- Dejar VLG en algún valor intermedio. Encender SWEEP ON en XL801 para encender el lazo de control. Luego ajustar cuidadosamente el Tuning micrometer del Gunn hasta lograr lock. También podría ser necesario ajustar VLG, esto modifica la respuesta transiente.
- Ajustar Backshort micrometer para maximizar la potencia del oscilador.
- En la Tabla (B.1) se entregan los valores utilizados y medidos de algunos parámetros, esta tabla puede servir como referencia.

Transición	Frecuencia Transición	Frecuencia GUNN	Frecuencia Agilent	Power Agilent	Tuning micrometer	Backshort micrometer	Corriente de mixer
12CO	115271,20 MHz	113881,20 MHz	5960,06 MHz	5 Dbm	2,5	97	1,7 mA
13CO	110201,35 MHz	108811,35 MHz	5436,57 MHz	4 Dbm	7,1	127	1,6 mA
C18O	109782,17 MHz	108392,17 MHz	5415,61 MHz	4 Dbm	7,9	29	1,7 mA
CS	97980,95 MHz	96590,95 MHz	4825,55 MHz	4 Dbm	26	31	1,8 mA
HCO+	89188,53 MHz	87798,53 MHz	4385,93MHz	6 Dbm	52	107,5	2,0 mA
SiO	86846,96 MHz	85456,96 MHz	4268,85 MHz	4 Dbm	60,8	111,5	1,7 mA
H13CO+	86754,33 MHz	85364,33 MHz	4264,22 MHz	4 Dbm	61	110	1,7 mA

Cuadro B.1: Sintonización del oscilador local

5. Apagar oscilador

- Apagar oscilador Gunn, OSC OFF, SWEEP OFF, IF MON OFF
- Apagar Fluke y Agilent.
- Apagar fuente de poder.
- Al desconectar los cables se debe cuidar de poner los cortos en los conectores que se desconecten.

B.2. Operación del receptor

1. Conexiones según Figura (B.2)

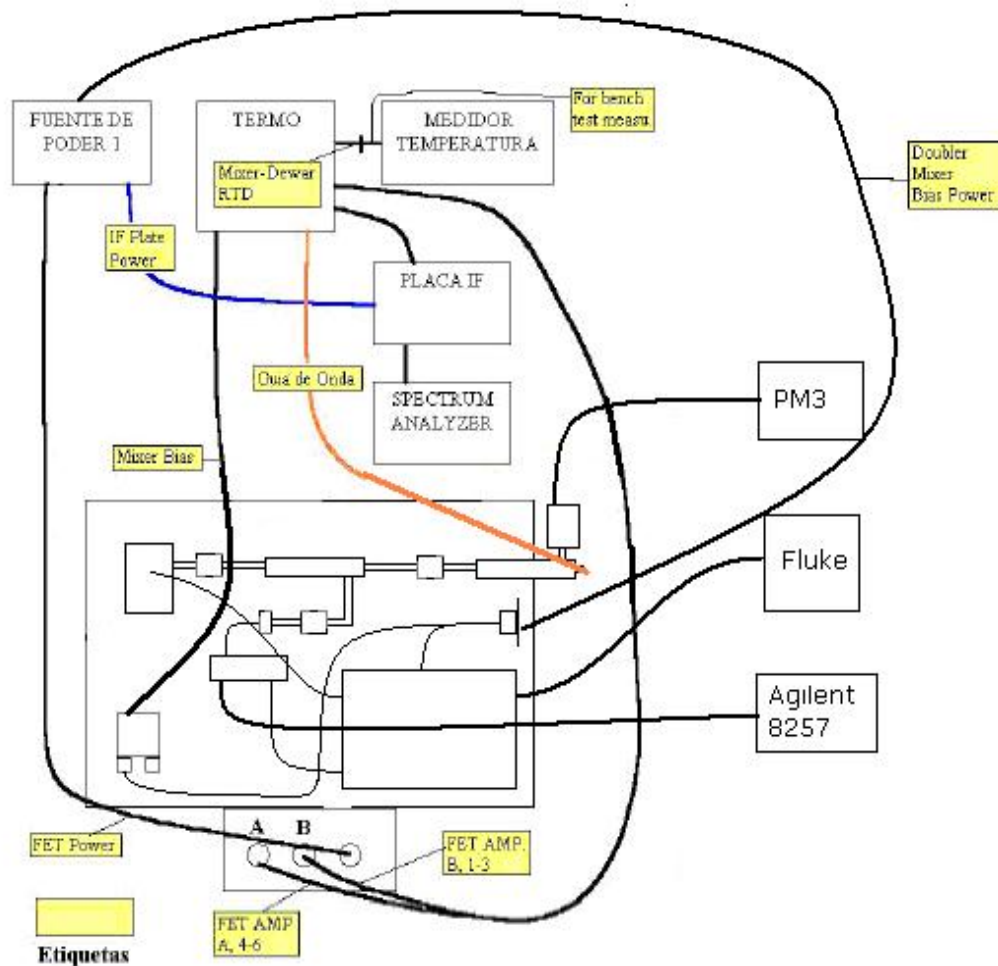


Figura B.2: Montaje experimental

2. Antes de dar potencia:

- Atenuador RF cerrado (Sentido Horario).
- Voltaje de mixer bias en 0 V (Sentido anti-horario).
- Ajustar frecuencia Gunn, ajustando micrómetros según hoja de datos H315. Esto corresponde a un ajuste grueso, el ajuste se afina más adelante para lograr lock.
- Sintetizador Fluke en 80 MHz con potencia de salida de 2 dBm.
- En XL801: VOP = 10 VDC. VLG al mínimo. IF MON, SWEEP y OSC. OFF.
- Calcular frecuencia del generador de señales como: $f_{SG} = (f_{GUNN} - 80)/N$, donde N es la armónica utilizada. Se recomienda N=20. Potencia de salida: 0 dBm.

3. Procedimiento de encendido:

- Quitar corto del mixer bias.
- Encender fuente de poder para el FET bias, IF plate y OL Plate.
- Encender Oscilador local, para ello seguir el procedimiento indicado en el punto 4 del anexo B.1.
- Polarización del Mixer: -0.76V , en general debe estar entre -0.8 y 0V .
- Abrir lentamente el atenuador RF, observar en el PM3 que la potencia hacia el mezclador no sea mayor a 2 mW . Observar continuamente la corriente de mezcla, la que debe ser cercana a 0.5 mA .
- Ajustar el diplexor de anillo resonante para maximizar la corriente de mixer, esta corriente es muy sensible al ajuste.
- Ajustar mixer Backshort para maximizar la corriente de mixer, La corriente del mixer no es muy sensible a este ajuste, sin embargo es importante para minimizar la temperatura de ruido del receptor. No es recomendable realizar este ajuste muy seguido pues acorta la vida útil del mixer.
- Ajustar Backshort del Gunn para maximizar la potencia de oscilador local.

4. Procedimiento de apagado:

- Cerrar atenuador RF (sentido horario).
- Voltaje de mixer a 0 V (sentido antihorario).
- Apagar oscilador Gunn, OSC OFF, SWEEP OFF, IF MON OFF.
- Apagar Fluke y Agilent.
- Apagar fuente de poder de oscilador local, FET Bias y IF Plate.
- Poner corto en bias mixer.
- Al desconectar los cables se debe cuidar de poner los cortos en los conectores que se desconecten.

Apéndice C

Hojas de datos de algunos dispositivos

Bibliografía

- [1] Richard P. Feynman, “Lectures on physics Volume 1”, Addison Wesley Longman, 1970. .
- [2] K.Rohlf and T.Wilson, “Tools for radio astronomy”, A&A Library, second edition 1990.
- [3] <http://www.apex-telescope.org> [Consulta abril 2006].
- [4] Kraus J.D. “Radio Astronomy” McGraw-Hill, 1966.
- [5] Gaier T., “MMIC HEMT radiometry”, Presentado en International Microwave Symposium - Radiometer Workshop Philadelphia, PA, USA, <http://hdl.handle.net/2014/7212>.
- [6] Maas S., “The RF and Microwave Circuit Design Cookbook”, Artech House, 1998.
- [7] Risacher C. “Low Noise SIS Mixers and Cryogenic Amplifiers for Sub-Millimeter Astronomy”, Ph. D. Thesis. Chalmers University of Technology, 2005.
- [8] Barrientos C., “Telescopio en los terahertz, integración de un espectrómetro”, Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile, 2004.
- [9] Collin R. “Foundations for microwave engineering”, Wiley-IEEE Press; 2 edition 1992 .
- [10] Dahmen G., “The large scale distribution of molecular gas in the galactic center region from C18O and the nitrogen isotope abundance in the galaxy”, Ph. D. Thesis. Universitat Bonn, Alemania, 1995.
- [11] Bronfman L., et al., “A CO survey of the southern Milky Way - The mean radial distribution of molecular clouds within the solar circle”, Astrophysical Journal, Part 1 (ISSN 0004-637X), vol. 324, Jan. 1, 1988, p. 248-266.
- [12] Max-Moerbeck W., “Implementación de un Oscilador Gunn en un Receptor a 115 GHz, para fines Radioastronómicos”, Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile, 2005.
- [13] Vielma M., “Diseño de un receptor para radioastronomía milimétrica utilizando amplificadores HEMT”, Memoria para optar al título de Ingeniero Civil Electricista. Universidad de Chile, 2006.
- [14] Chang K., “Microwave Ring Circuits and Antennas ”, John Wiley & Sons, 1996.
- [15] Hong-Hi Cong, Anthony R. Kerr, Robert J. Mattauch, “The low noise 115 GHz receiver on the Columbia-GISS 4-ft radio telescope”, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, March 1979, pp.245-248

- [16] Cohen R., "Columbia University Southern Millimeter-Wave Survey Telescope", En Burton W. B. y Israel F. P. (Eds). Surveys of the Southern Galaxy. D. Reidel Publishing Company, 1983. pp.265-269.
- [17] Sander Weinreb, Dan L. Fenstermacher, Ronald W. Harris, "Ultra low-noise 1.2 to 1.7 GHz cooled GaAsFET amplifiers" IEEE Transactions on microwave techniques Vol Mtt-30, N° 6, Junio 1982.
- [18] <http://www.aerowave.net> [Consulta Abril 2006].
- [19] <http://www.xlmicrowave.com> [Consulta Abril 2006].
- [20] <http://www.pacificmillimeter.com> [Consulta Abril 2006].
- [21] R. Gough, J. Archer, P. Roberts, G. Moorey, G. Graves, M. Bowen and H. Kanoniuk, "MMICs for the Australia Telescope Millimetre-Wave Receiver System", 12th GAAS Symposium - Amsterdam, 2004.
- [22] N. Erickson, R. Grosslein, R. Erickson, and S. Weinreb, "A Cryogenic Focal Plane Array for 85-115 GHz Using MMIC Preamplifiers", IEEE 1999 MTT-S Digest, vol. 1, pp. 251-254.
- [23] Allison J. . "Electronic Engineering Semiconductors and Devices". Second edition 1990. McGraw-Hill Book Company.
- [24] M.J. Delaney, R.C. Wong, T.T Lee and B.M Paine, "GaAs PHEMT and InP MMIC Requirements for Satellite based communication Systems" , Presentado en International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology, CS MANTECH. 2001.
- [25] Samoska L., "Towards terahertz MMIC amplifiers: present status and trends", En: International microwave symposium, San Francisco CA, 2006.
- [26] T. Gaier , et. all., "Amplifier technology for astrophysics". En: Far IR submm&mm detector technology. Monterey CA, 2002.
- [27] S. Weinreb, T. Gaier, J.E. Fernandez, N. Erickson, J. Wielgus, "Cryogenic MMIC low noise amplifiers" , En: Gallium arsenide aplicaciones symposium, Paris Francia, 2000.
- [28] L. Samoska, V. Radisic, M. Micovic, M. Hu, P. Janke, and C. Ngo, "MMIC Power Amplifier Puts Out 40 mW From 75 to 110 GHz", NASA Tech Briefs NPO-30577 National Aeronautics and Space Administration, 2001.
- [29] Horowitz P., Winfield H., "The art of electronics", Cambridge university press, second edition 1989.
- [30] Risacher C. and Belitsky V., "GaAs-based cryogenic amplifier for alma 2SB mixer", ALMA memo 421, 2002.
- [31] Freeman, "Fundamentals of Microwave Transmission Line", John Wiley & Sons, 1996.
- [32] Erickson N., "A fast, very sensitive calorimetric power mete for millimeter to sub-millimeter wavelengths", Thirteenth international symposium on space terahertz technology, harvard university, marzo 2002.
- [33] <http://www.millitech.com> [Consulta Abril 2006].
- [34] Radar System Technologies, www.rst-inc.com[consulta abril 2006].

- [35] Chang K., "RF and Microwave Wireless Systems", John Wiley & Sons, 2000.
- [36] Bahl I, Chang K., Fair V., "RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless System", John Wiley & Sons, 2002.
- [37] M. W. Pospieszalski, "Ultra-low-noise receivers for the 1 to 120 GHz frequency range" (invited) in Proc. of 23rd European Microwave Conf., Madrid, Spain, pp. 73-79, Sept. 1993.
- [38] G. A. Ediss, N. Horner, F. Johnson, D. Koller, A. R. Kerr, "WR-10 Waveguide Vacuum Feedthrough for the ALMA Band-6 Cartridge.", ALMA Memo 536, 2005.
- [39] A.R. Kerr, E. Wollack, N. Horner, "Waveguide Flanges for ALMA Instrumentation", ALMA memo 278, 1999.
- [40] P.R. Jewell, "Millimeter wave calibration techniques", on "Single dish radio Astronomy: Techniques and applications", ASP Conference Series, Vol.278, 2002.