



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

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA ETAPA ANALÓGICA DE UN
INTERFEROMETRO DE DOS ANTENAS**

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

JAIME ESTEBAN FARIÑA CARMONA

**PROFESOR GUIA:
RICARDO FINGER CAMUS**

**MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
NESTOR BECERRA YOMA
FAUSTO PATRICIO MENA MENA**

**SANTIAGO DE CHILE
Noviembre 2010.**

RESUMEN DE LA MEMORIA
PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA
POR: JAIME FARIÑA CARMONA
FECHA: 2 DE NOVIEMBRE DEL 2010
PROF. GUÍA: Sr. RICARDO FINGER CAMUS

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LA ETAPA ANALÓGICA DE UN INTERFEROMETRO DE DOS ANTENAS”

La presente memoria describe el diseño y construcción de la etapa analógica de un interferómetro de dos antenas que observe las regiones HI en torno a 1420MHz. El trabajo realizado consiste en diseñar y construir dos circuitos: un divisor semi-activo de alta frecuencia y un receptor heterodino interferométrico.

Para desarrollar ambas placas, se estudiaron los distintos tipos de guías de ondas impresas que son utilizadas en la transmisión de señales de alta frecuencia, utilizándose para estos propósitos la estructura *Microstrip*. Luego se revisaron alguna de las técnicas más utilizadas para ramificar, curvar y adaptar líneas de transmisión de distinta impedancia

Para elaborar el receptor interferométrico, se revisaron los principios básicos de heterodinación y se comentaron algunas de las técnicas más utilizadas para eliminar la banda imagen del espectro de interés. Así, para su confección se utilizaron dos receptores heterodinos con separación de banda lateral siguiendo la estructura *Hartley*. Ambos receptores fueron diseñados para trasladar el espectro del hidrógeno a una banda de frecuencia intermedia centrada en 2[MHz], procurando mantener las mismas distancias en las líneas de transmisión de modo de no desfasar las señales captadas por las antenas. El oscilador local es también proveído en fase a ambos circuitos.

Tanto el divisor semi-activo como el receptor interferométrico funcionaron adecuadamente en las pruebas de laboratorio realizadas. Ambas presentaron niveles de potencia cercanos a los de diseño. La salida amplificada del divisor presenta una ganancia cercana a los 12[dB], y la otra, pérdidas del orden de los 7[dB]. El receptor interferométrico genera una ganancia en la banda de interés del orden de los 70[dB], con un rechazo de imagen cercano a los 25[dB].

El diseño, construcción y las pruebas de los circuitos desarrollados, fueron realizados íntegramente en los laboratorios del departamento de ingeniería eléctrica y el de astronomía, ambos de la Universidad de Chile, importando exclusivamente los componentes electrónicos y semiconductores.

Agradecimientos

En primer lugar quisiera agradecer a toda mi familia, en especial a mis padres y hermana, por el apoyo incondicional y los ánimos que me han brindado durante toda mi vida, en especial durante estos 7 años que ha durado la carrera.

También quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todos aquellos que de alguna u otra manera contribuyeron en la realización de esta memoria. A mi profesor guía, Ricardo Finger, quien siempre tuvo la disposición para responderme y orientarme en cualquier problema que se fue desarrollando durante la memoria. A Alejandro Ehrenfeld por la disposición que tuvo, facilitándome herramientas y equipos que fueron fundamentales para el desarrollo de este trabajo. A Nicolás Reyes por sus ideas aportadas tanto en el diseño como en la realización de los experimentos. Y a toda la comisión, conformada por los profesores Patricio Mena y Néstor Becerra, por todos sus aportes en cuanto a la confección y redacción de esta memoria.

Además quisiera agradecer a todos mis amigos por su preocupación y por el apoyo que me han dado durante todo este tiempo. Gracias por todas esas tardes de distracción, las que, citando a un amigo, fueron mi *Cable a tierra* durante toda la carrera.

GRACIAS A TODOS

Esta publicación de memoria fue financiada por el Fondo ALMA-CONICYT, asignado al proyecto N° 31080018

Índice general

| | |
|------------------------------------------------------|-----------|
| AGRADECIMIENTOS..... | 3 |
| ÍNDICE GENERAL..... | 4 |
| ÍNDICE DE FIGURAS | 6 |
| CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN..... | 9 |
| 1.1. MOTIVACIÓN | 9 |
| 1.2. PROYECTO | 9 |
| 1.3. OBJETIVOS..... | 11 |
| 1.4. DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO..... | 11 |
| 1.5. ESTRUCTURA..... | 12 |
| CAPÍTULO 2: FUNDAMENTOS | 13 |
| 2.1. LA RADIOASTRONOMÍA..... | 13 |
| 2.1.1. <i>El Radio Telescopio</i> | 14 |
| 2.1.2. <i>Radiación de Cuerpo Negro</i> | 15 |
| 2.2. ANTENAS..... | 16 |
| 2.2.1. <i>Patrón de Radiación</i> | 16 |
| 2.2.2. <i>Directividad</i> | 18 |
| 2.2.3. <i>Abertura Efectiva</i> | 19 |
| 2.2.4. <i>Potencia Capturada</i> | 19 |
| 2.3. INTERFEROMETRÍA | 19 |
| 2.3.1. <i>Principio de funcionamiento</i> | 20 |
| 2.3.2. <i>Implementación</i> | 22 |
| 2.4. RECEPTOR HETERODINO | 24 |
| 2.4.1. <i>Separación de banda lateral</i> | 27 |
| 2.5. TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS | 29 |
| 2.5.1. <i>Algunos conceptos básicos</i> | 29 |
| 2.5.2. <i>Anchos de Pistas</i> | 31 |
| 2.5.3. <i>Estrategias de enrutamiento</i> | 35 |
| CAPÍTULO 3: DISEÑO DE LA ETAPA ANALÓGICA..... | 39 |
| 3.1. DIAGRAMA DE BLOQUES | 39 |
| 3.2. AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO | 40 |
| 3.3. DIVISOR SEMI-ACTIVO | 41 |
| 3.3.1. <i>Diagrama de bloques</i> | 42 |
| 3.3.2. <i>Esquemático</i> | 43 |
| 3.4. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 45 |
| 3.4.1. <i>Diagrama de Bloques</i> | 45 |
| 3.4.2. <i>Esquemático</i> | 50 |

| | |
|-----------------------------------------------------------------------|-----------|
| CAPÍTULO 4: DISEÑO DE LOS CIRCUITOS IMPRESOS | 60 |
| 4.1. DIVISOR SEMI-ACTIVO | 60 |
| 4.2. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 64 |
| CAPÍTULO 5: CARACTERIZACIÓN DE LOS CIRCUITOS CONSTRUIDOS | 71 |
| 5.1. DIVISOR SEMI-ACTIVO..... | 71 |
| 5.1.1. Pruebas y resultados | 71 |
| 5.1.2. Análisis de los resultados | 72 |
| 5.2. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 73 |
| 5.2.1. Pruebas y resultados | 73 |
| 5.2.2. Análisis de los resultados | 75 |
| CAPÍTULO 6: CONCLUSIONES | 77 |
| 6.1. CONCLUSIONES GENERALES..... | 77 |
| 6.2. TRABAJO FUTURO | 78 |
| ANEXO A: ESQUEMÁTICOS | 79 |
| A.1. DIVISOR SEMI-ACTIVO | 79 |
| A.2. POWER INJECTOR | 79 |
| A.3. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 80 |
| ANEXO B: CIRCUITOS IMPRESOS | 81 |
| B.1. DIVISOR SEMI-ACTIVO | 81 |
| B.1.1. Componentes | 81 |
| B.1.2. Plano Superior..... | 81 |
| B.1.3. Plano Inferior..... | 82 |
| B.2. POWER INJECTOR | 82 |
| B.2.1. Componentes | 82 |
| B.2.2. Plano Superior..... | 83 |
| B.2.3. Plano Inferior..... | 83 |
| B.3. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 84 |
| B.3.1. Componentes | 84 |
| B.3.2. Plano Superior..... | 85 |
| B.3.3. Plano Inferior..... | 86 |
| ANEXO C: PLACAS CONSTRUIDAS | 87 |
| C.1. DIVISOR SEMI-ACTIVO | 87 |
| C.2. RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO | 87 |
| BIBLIOGRAFÍA..... | 88 |

Índice de Figuras

| | | |
|-------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| FIGURA 1.1 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL PROYECTO..... | 10 |
| FIGURA 2.1 | OPACIDAD DE LA ATMOSFERA TERRESTRE. | 13 |
| FIGURA 2.2 | ANTENA SRT EN EL TECHO DEL DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA. | 14 |
| FIGURA 2.3 | RADIACIÓN DE UN CUERPO NEGRO..... | 16 |
| FIGURA 2.4 | PATRÓN DE RADIACIÓN TÍPICO DE UN RADIOTELESCOPIO | 17 |
| FIGURA 2.5 | PATRÓN DE RADIACIÓN POLAR TÍPICO DE UN RADIOTELESCOPIO | 17 |
| FIGURA 2.6 | EJEMPLO DE LA AMPLIFICACIÓN, DISTORSIÓN Y CANCELACIÓN EN EL PROCESO DE INTERFEROMETRÍA..... | 21 |
| FIGURA 2.7 | PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN INTERFERÓMETRO IDEAL..... | 21 |
| FIGURA 2.8 | INTERFERÓMETRO BÁSICO DE DOS ANTENAS..... | 22 |
| FIGURA 2.9 | MODIFICACIÓN DE LA LÍNEA BASE APROVECHANDO EL TRÁNSITO DE LOS CUERPOS. . | 23 |
| FIGURA 2.10 | INTERFERÓMETRO CON COMPENSACIÓN DE FASE. | 23 |
| FIGURA 2.11 | DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN RECEPTOR HETERODINO. | 24 |
| FIGURA 2.12 | ESPECTRO POSITIVO DE LA SEÑAL DE SALIDA DEL MEZCLADOR. | 25 |
| FIGURA 2.13 | ESPECTRO DE: A) SEÑALES DE ENTRADA AL MEZCLADOR; B) SEÑAL DE SALIDA DEL MEZCLADOR..... | 26 |
| FIGURA 2.14 | SUPERPOSICIÓN DE ESPECTROS UBICADOS A LA MISMA DISTANCIA DEL OSCILADOR LOCAL..... | 26 |
| FIGURA 2.15 | ESTRUCTURA HARTLEY PARA LA DEMODULACIÓN CON SEPARACIÓN DE BANDA LATERAL | 27 |
| FIGURA 2.16 | ESPECTROS DE LAS SEÑALES DE ENTRADA..... | 28 |
| FIGURA 2.17 | MEZCLA CON: A) OSCILADOR LOCAL EN FASE; B) OSCILADOR LOCAL EN DESFASE. | 28 |
| FIGURA 2.18 | ESPECTRO: A) DESPUÉS DEL ÚLTIMO DESFASE DE 90º; B) DE LA SEÑAL DE SALIDA. | 28 |
| FIGURA 2.19 | LONGITUD DE ONDA DE UNA SEÑAL SINUSOIDAL..... | 29 |
| FIGURA 2.20 | ONDA INCIDENTE, REFLEJADA Y TRANSMITIDA DE UN MEDIO A OTRO..... | 30 |
| FIGURA 2.21 | ESTRUCTURA MICROCINTA (MICROSTRIP)..... | 31 |
| FIGURA 2.22 | ESTRUCTURA DE UNA GUÍA DE ONDA CO-PLANAR CON TIERRA. | 33 |
| FIGURA 2.23 | DISTINTAS CURVAS UTILIZADAS EN ALTA FRECUENCIA. | 36 |
| FIGURA 2.24 | CURVA EN 90º ÓPTIMA. | 36 |
| FIGURA 2.25 | DIVISOR DE WILKINSON. | 37 |

| | | |
|--------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| FIGURA 2.26 | DISTINTAS RAMIFICACIONES DE MENOR DESEMPEÑO. | 38 |
| FIGURA 2.27 | MALA FORMA DE ADAPTAR DISTINTOS ANCHOS DE PISTAS. | 38 |
| FIGURA 2.28 | ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA ACEPTADA..... | 38 |
| FIGURA 2.29 | ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIA ÓPTIMA. | 38 |
| FIGURA 3.1 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE ADQUISICIÓN DEL INTERFERÓMETRO. | 39 |
| FIGURA 3.2 | ESQUEMÁTICO DEL AMPLIFICADOR DE BAJO RUIDO | 41 |
| FIGURA 3.3 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO..... | 42 |
| FIGURA 3.4 | CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CABLE DE TRANSMISIÓN. | 43 |
| FIGURA 3.5 | DIVISOR SEMI-ACTIVO..... | 44 |
| FIGURA 3.6 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR. | 46 |
| FIGURA 3.7 | DIAGRAMA DE BLOQUES MODIFICADO DEL RECEPTOR HETERODINO CON SEPARACIÓN DE BANDA LATERAL..... | 46 |
| FIGURA 3.8 | GANANCIAS Y PÉRDIDAS DEL SISTEMA POR ANTENA..... | 48 |
| FIGURA 3.9 | ESQUEMÁTICO DE CONEXIONES DE LA ETAPA DE ENTRADA DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO. | 50 |
| FIGURA 3.10 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL DEMODULADOR <i>LT5575</i> | 51 |
| FIGURA 3.11 | PERDIDAS DE RETORNO DE LA RF EN EL DEMODULADOR. | 52 |
| FIGURA 3.12 | ESQUEMÁTICO DE CONEXIONES DE LA ETAPA INTERMEDIA DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO. | 52 |
| GRÁFICO 3.1: | GANANCIA DEL AMPLIFICADOR DEL BLOQUE 2..... | 53 |
| GRÁFICO 3.2: | DIFERENCIA DE FASE DE IF_i CON RESPECTO A IF_Q | 55 |
| FIGURA 3.13 | ESQUEMÁTICO DE CONEXIONES DE LA ETAPA DE SALIDA DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO. | 56 |
| GRÁFICO 3.3: | RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO DE SALIDA..... | 56 |
| FIGURA 3.14 | ESQUEMÁTICO DE CONEXIONES DEL OSCILADOR LOCAL DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO. | 57 |
| FIGURA 3.15 | DIAGRAMA DE BLOQUES DEL OSCILADOR LOCAL. | 58 |
| FIGURA 3.16 | REGULADORES DE VOLTAJE DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO. | 59 |
| FIGURA 4.1 | ENTRADA DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO. | 61 |
| FIGURA 4.2 | CURVA REALIZADA EN UNA DE LAS SALIDAS DEL DIVISOR. | 62 |
| FIGURA 4.3 | AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA. | 63 |
| FIGURA 4.4 | CIRCUITO IMPRESO DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO. | 64 |

| | | |
|--------------|-------------------------------------------------------------------------|----|
| FIGURA 4.5 | ENTRADA DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO..... | 65 |
| FIGURA 4.6 | ETAPAS DEL RECEPTOR HETERODINO CON SEPARACIÓN DE BANDA LATERAL..... | 66 |
| FIGURA 4.7 | SALIDA AL ADC Y PUNTOS DE PRUEBA PARA LA IF. | 67 |
| FIGURA 4.8 | PUNTO DE PRUEBA DEL OSCILADOR LOCAL. | 68 |
| FIGURA 4.9 | OSCILADOR LOCAL Y DIVISOR PASIVO. | 69 |
| FIGURA 4.10 | REGULADORES. | 70 |
| GRÁFICO 5.1: | PÉRDIDAS DE LA SALIDA NO AMPLIFICADA EN AMBOS DIVISORES. | 71 |
| GRÁFICO 5.2: | GANANCIA DE LA SALIDA AMPLIFICADA DE LOS DIVISORES..... | 72 |
| GRÁFICO 5.3: | PERDIDAS EN LOS CABLES DE TRANSMISIÓN. | 73 |
| GRÁFICO 5.4: | RECEPTOR HETERODINO QUE SE ENCUENTRA CERCA DE LOS REGULADORES..... | 74 |
| GRÁFICO 5.5: | RECEPTOR HETERODINO QUE SE ENCUENTRA LEJOS DE LOS REGULADORES..... | 74 |
| FIGURA 5.1 | CIRCUITO SIMPLIFICADO DE LA MEDICIÓN POR EL PUNTO DE PRUEBA..... | 75 |
| FIGURA 5.2 | ESQUEMÁTICO UTILIZADO PARA LA SIMULACIÓN COMPUTACIONAL DE LA SALIDA. .. | 76 |
| GRÁFICO 5.6: | PÉRDIDAS DE LA SALIDA DETERMINADAS EN <i>MULTISIM</i> | 76 |
| FIGURA A.1: | ESQUEMÁTICO DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO. | 79 |
| FIGURA A.2: | ESQUEMÁTICO DEL INYECTOR DE CORRIENTE. | 79 |
| FIGURA A.3: | ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO RECEPTOR..... | 80 |
| FIGURA B.1: | INTERCONEXIÓN DE COMPONENTES DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO..... | 81 |
| FIGURA B.2: | PLANO SUPERIOR DEL PCB DISEÑADO. | 81 |
| FIGURA B.3: | PLANO INFERIOR DEL PCB DISEÑADO. | 82 |
| FIGURA B.4: | INTERCONEXIÓN ENTRE LOS COMPONENTES INYECTOR DE CORRIENTE. | 82 |
| FIGURA B.5: | PLANO SUPERIOR DEL INYECTOR..... | 83 |
| FIGURA B.6: | PLANO INFERIOR DEL INYECTOR..... | 83 |
| FIGURA B.7: | INTERCONEXIÓN ENTRE COMPONENTES DEL RECEPTOR. | 84 |
| FIGURA B.8: | PLANO SUPERIOR DEL RECEPTOR. | 85 |
| FIGURA B.9: | PLANO INFERIOR DEL RECEPTOR. | 86 |
| FIGURA C.1: | PLANO SUPERIOR DEL DIVISOR SEMI-ACTIVO..... | 87 |
| FIGURA C.2: | PLANO SUPERIOR DEL RECEPTOR INTERFEROMÉTRICO..... | 87 |

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Motivados por las buenas condiciones ambientales del norte de nuestro país, llegan a Chile megaproyectos internacionales como lo son: ALMA (*Atacama Large Millimeter/submillimeter Array*), E-ELT (*European Extreme Large Telescope*), entre otros.

Una fuerte demanda de profesionales especializados en distintas ramas de la ingeniería se ha generado para desarrollar, mantener y operar las instalaciones de estos centros de observación. Siendo las universidades los principales formadores de estos profesionales, han implementado en sus mallas curriculares cursos y proyectos que permiten a los alumnos especializarse en estos temas.

Por lo anterior es que nace dentro del grupo de Radio Instrumentación Astronómica (RAIG) del departamento de Ingeniería Eléctrica (DIE) de la Universidad de Chile, la idea de diseñar un interferómetro de dos antenas con el propósito de ser utilizado en la formación de los futuros ingenieros eléctricos y astrónomos. Por esta razón, miembros del RAIG postulan y obtienen por concurso uno de los fondos que entrega ALMA para el desarrollo de la radioastronomía en las Universidades, para financiar el proyecto de interferometría y por consiguiente el trabajo realizado en el transcurso de esta memoria.

1.2. Proyecto

El proyecto en el cual se enmarca este trabajo de título, consiste en desarrollar para el DIE un interferómetro de dos antenas que permita observar las emisiones electromagnéticas del elemento más abundante del universo, el hidrógeno. El diagrama de bloques de la figura 1.1, resume las distintas etapas que lo conforman.

El primer elemento del diagrama de la figura 1.1, corresponde a las antenas que capturan las emisiones electromagnéticas generadas por las fuentes astronómicas. Las antenas utilizadas son conocidas por las siglas SRT, del inglés *Small Radio Telescope*, que corresponden a pequeños radio telescopios que fueron desarrollados por estudiantes del MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) para un uso netamente docente.

Estos radio telescopios tienen incorporado un sistema que les permite observar las emisiones electromagnéticas del hidrógeno, por lo que están equipados con un

amplificador de bajo ruido y un receptor heterodino que deslaza en frecuencia la señal en estudio con el objetivo de ser posteriormente digitalizada.

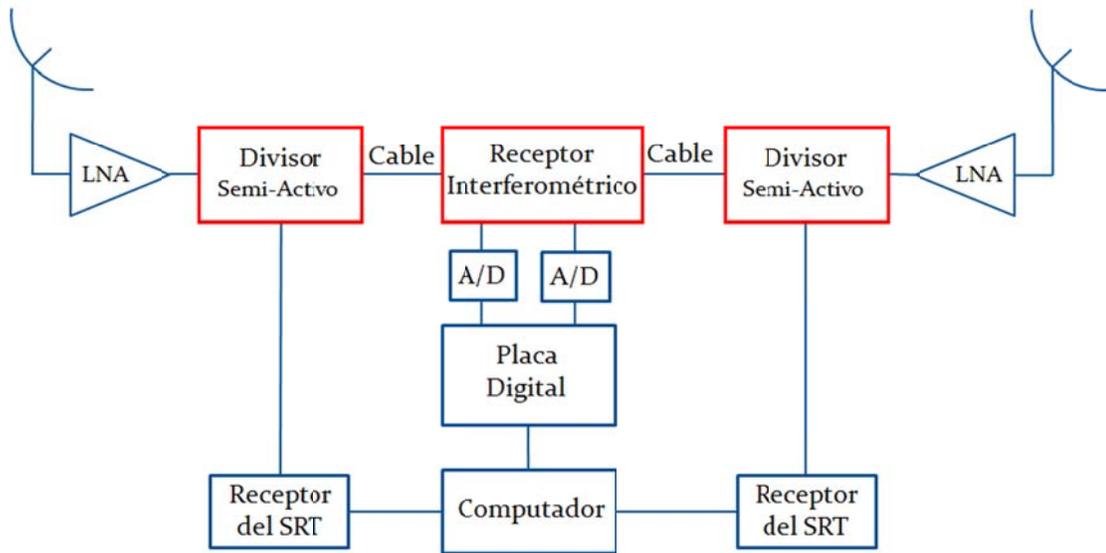


Figura 1.1 Diagrama de bloques del proyecto: En Rojo los Bloque desarrollados en esta memoria

Luego de las antenas se utiliza un amplificador de bajo ruido, o LNA por sus siglas en inglés (*Low Noise Amplifier*), que amplifica la señal capturada por las antenas emitiendo en el proceso el menor ruido electromagnético posible. Esto se realiza con el propósito de evitar que los niveles de ruido que generan los distintos dispositivos activos, contaminen de forma considerable la señal en estudio.

Para poder realizar la interferometría sin excluir del proyecto al sistema de adquisición original de las antenas, se acopla a la salida del LNA un divisor o *Splitter* que separa en dos la señal capturada.

Por su parte, el receptor interferométrico se encuentra ubicado en un laboratorio ubicado a 75[m] de distancia, por lo que es necesario amplificarla para compensar las pérdidas asociadas al cable de transmisión. Caso contrario corresponde a la salida, esto pues el receptor del SRT se encuentra instala junto con el LNA, por lo que las pérdidas de transmisión son mínimas.

Ambos receptores transforman una señal de alta frecuencia en una de frecuencia intermedia, para que así sea mucho más fácil su procesamiento digital. Para lograr esto, ambos circuitos utilizan técnicas de heterodinación, donde el receptor interferométrico se preocupa además de realizar este procesamiento de forma simultánea para ambas señales, utilizando para ello el mismo oscilador local preservando a su vez la fase de todas las señales de alta frecuencia.

Luego, la salida del receptor interferométrico es digitalizada por los conversores A/D y procesada por la placa digital, que es donde ocurre todo el proceso de interferometría. De esta forma ambos resultados convergen a un mismo computador, donde es posible comparar ambas técnicas de observación.

1.3. Objetivos

El objetivo final del proyecto, y que es uno de los objetivos generales de esta memoria, corresponde al desarrollo de un interferómetro de dos antenas que permita fomentar la enseñanza de la radioastronomía dentro del departamento de Ingeniería Eléctrica. Como parte de este objetivo, en este trabajo de título se desarrolló la etapa analógica del interferómetro de dos antenas diseñado para observar las regiones HI, que se encuentran conformadas principalmente de hidrógeno neutro.

Específicamente, en este trabajo se diseñaron, construyeron y se probaron los circuitos que corresponden a los dos últimos bloques de la etapa analógica. El primero es el divisor semi-activo que se encarga de separar en dos la señal capturada de forma de mantener el sistema de adquisición original de la antena. El segundo corresponde al receptor interferométrico que está compuesto de dos receptores heterodinos con separación de banda lateral, que trasladan el espectro de las señales capturadas a una frecuencia de mayor acceso digital.

Queda de esta forma totalmente excluido de los objetivos de esta memoria el desarrollo del amplificador de bajo ruido, utilizándose para el proyecto el LNA que viene incluido con las antenas. Cabe además destacar que el conversor analógico-digital y la placa digital (véase la figura 1.1) quedan también exentas de los objetivos de esta memoria, siendo desarrolladas por otro memorista.

1.4. Descripción del trabajo

El receptor realizado se basa principalmente en el diseño empleado por los fabricantes del radiotelescopio que es utilizado en este proyecto, desarrollándose mejoras en el diseño original, obteniéndose mayores rangos de operación y utilizándose componentes con mejores características.

Tanto los esquemáticos como el diseño del circuito impreso fueron desarrollados computacionalmente en ORCAD, que es un software especializado en el desarrollo de placas electrónicas; mientras que las simulaciones computacionales y los cálculos teóricos fueron desarrollados respectivamente por las aplicaciones computacionales *Multisim* y *Matlab*.

1.5. Estructura

Esta memoria se divide en 5 capítulos y 3 anexos, los que son detallados a continuación:

En el segundo capítulo se estudian los diferentes aspectos teóricos que facilitan la comprensión de esta memoria. En una primera parte se introduce al lector en el estudio de la radioastronomía, explicando las ventajas de este medio de observación y los diferentes aspectos teóricos y prácticos que son utilizados en el diseño de radiotelescopios. Luego se realiza una breve revisión de las bases que conforman a la interferometría, explicándose el modo de aplicación y el principio de funcionamiento de esta técnica de observación. El capítulo finaliza con el estudio de algunos aspectos prácticos que se utilizan en el diseño de circuitos impresos, enfocándose principalmente en el tratamiento de señales de alta frecuencia.

En el tercer capítulo se revisan en detalle los distintos bloques que conforman la etapa analógica del interferómetro, indicándose en una primera instancia, los requerimientos de cada bloque, y enseguida el diseño realizado para confeccionar los circuitos que se ajustan a estos requisitos.

En el capítulo 4 se diseñan los circuitos impresos de los circuitos concebidos en el capítulo 3. Se detallan las consideraciones realizadas al momento de realizar el diseño de las pistas por donde circula la señal de interés, las que presenta complicaciones por tratarse de una señal de baja energía y alta frecuencia.

En el capítulo 5 se revisa el funcionamiento de cada placa. Se determinan las principales características de funcionamiento, que en general corresponde a los niveles de potencia que presentan las señales modificadas.

En el último capítulo se analizan los resultados presentados en el capítulo 4 con el fin de revisar el grado con el que se cumplen las especificaciones de los bloques realizados en el capítulo 3 y los objetivos planteados anteriormente. El capítulo finaliza con una breve indicación del trabajo que se puede realizar a futuro dentro de la etapa analógica del interferómetro de dos antenas.

En los tres anexos que se adjuntan en esta memoria, se presentan los esquemáticos realizados, los circuitos impresos diseñados y una foto de las placas que fueron construidas en el transcurso de esta memoria.

Capítulo 2

Fundamentos

2.1. La Radioastronomía

La radioastronomía es una rama de la astronomía que estudia el comportamiento de los cuerpos astronómicos, analizando para ello, la banda de radio de las radiaciones electromagnéticas que estos emiten. Es uno de los métodos más utilizado para la observación espacial, ya que en estas longitudes de onda, la atmosfera terrestre resulta ser muy transparente. En la figura 2.1 se representa la opacidad de la atmosfera, donde además se observan pequeñas ventanas atmosféricas en el óptico y en el infrarrojo.

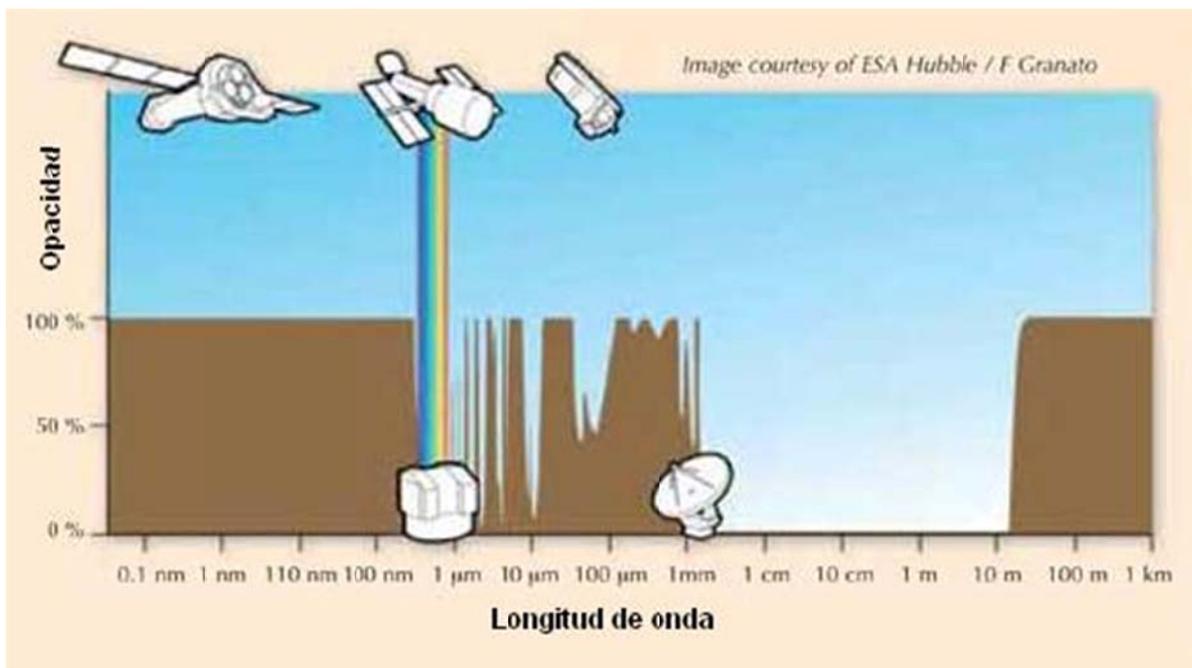


Figura 2.1 Opacidad de la atmósfera terrestre.

Las señales que son capturadas en esta banda resultan ser de muy baja energía, lo que genera como consecuencia que sean señales fácilmente contaminables teniendo como principal fuente de distorsión el ruido generado por los componentes electrónicos que conforman los receptores. Por estas razones se diseñan equipos especializados para su captura, los que en su conjunto son denominados radiotelescopios los que son especificados a continuación.

2.1.1. El Radio Telescopio

Los radiotelescopios corresponden a antenas especializadas en la captura de ondas de radio provenientes del espacio, las cuales tienen presentes en su diseño los problemas asociados a los bajos niveles de energía con los cuales llegan las ondas electromagnéticas a la tierra. Los más representativos están compuestos por un gran disco parabólico que le permite re-dirigir las ondas que inciden sobre él a un único punto denominado foco, donde se encuentra instalada la antena.

Las ondas electromagnéticas que son colectadas no presentan grandes cantidades de energía, por lo que la señal que es capturada resulta ser muy sensible al ruido. Esto es un problema, ya que la mayoría de los componentes electrónicos presenten en una placa generan ruidos que son comparables con esta señal. Para enfrentar este problema, se coloca justo después de la antena un amplificador de bajo ruido o LNA (del inglés *Low Noise Amplifier*), que se especializa en realizar el proceso de amplificación generando muy poco ruido.

Una vez amplificada, la señal pasa por un receptor heterodino que, mediante la utilización de un mezclador, obtiene réplicas de la señal a menores frecuencias de operación, facilitando de esta forma su posterior digitalización. Este receptor y las diferentes técnicas de aplicarlo serán estudiados más adelante dentro de este mismo capítulo.



Figura 2.2 Antena SRT en el techo del departamento de ingeniería eléctrica.

El proyecto en el cual se está trabajando cuenta con dos radiotelescopios de discos pequeños (SRT por *Small Radio Telescope*) como el de la figura 2.2, el cual presenta un disco de 2,3 metros de diámetro. Sus pequeñas dimensiones no permiten coleccionar grandes cantidades de energía, por lo que las ondas capturadas serán muy vulnerables al ruido. Esto definirá al proyecto restricciones relacionadas con la cantidad de ruido de los componentes y las ganancias que deberán presentar los distintos bloques dentro de la etapa analógica.

2.1.2. Radiación de Cuerpo Negro

Un cuerpo negro es un objeto idealizado que emite radiación sólo como consecuencia de su temperatura, absorbiendo todo tipo de radiación que incide sobre él. Esta idealización permite obtener una buena aproximación de la distribución espectral de un cuerpo en emisión termal, conociendo para este caso únicamente su temperatura de cuerpo negro. Este parámetro permita más adelante el determinar la cantidad de energía que es posible coleccionar desde una fuente astronómica.

La ley de radiación de *Planck*, presentada en (2.1), corresponde a una expresión matemática que describe la distribución del brillo de un cuerpo negro como función de la frecuencia de radiación y de su temperatura.

$$B = \frac{2hv^3}{c^2} \frac{1}{e^{kT} - 1} \quad (2.1)$$

Siendo:

- B : Intensidad o brillo específico $\left[\frac{W}{m^2 rad^2 Hz} \right]$
- h : Constante de Planck = $6,626 \cdot 10^{-23} [J s]$
- c : velocidad de la luz = $299.792.458 \left[\frac{m}{s} \right]$
- k : Constante de Boltzmann = $1,381 \left[\frac{J}{K} \right]$
- v : Frecuencia [Hz]
- T : Temperatura de Brillo [K]

En la figura 2.3 se representa la distribución espectral de un cuerpo negro para diferentes casos de temperatura, donde es posible observar como el brillo máximo se va desplazando hacia regiones de mayor frecuencia a medida que aumenta su temperatura.

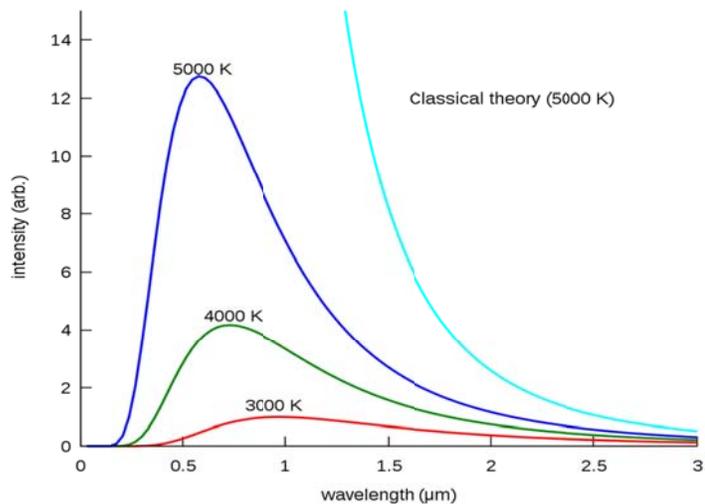


Figura 2.3 Radiación de un cuerpo negro ⁽¹⁾.

En la banda de radio se da que el factor kT es mucho más grande que el producto $h\nu$ por lo que es posible realizar la siguiente aproximación:

$$e^{\frac{h\nu}{kT}} \approx 1 + \frac{h\nu}{kT} \quad (2.2)$$

Aplicando esta aproximación a la ley de *Planck* (ecuación (2.1)) se obtiene la expresión (2.3) que es conocida como la ley de *Rayleigh-Jeans* y que corresponde a una expresión bastante útil para determinar la intensidad de brillo de un cuerpo cuando se trabaja con sus ondas de radio y se conoce su temperatura de brillo.

$$B = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad (2.3)$$

2.2. Antenas

Estudiar teóricamente las antenas que se utilizan en radioastronomía resulta ser sumamente complicado, siendo más típicamente analizadas empíricamente. En esta sección se procede a describir distintas propiedades de las antenas que son de utilidad para caracterizar las señales que son colectadas por estas teniendo un previo conocimiento de sus características físicas y funcionales. Nos enfocamos principalmente en las propiedades más utilizadas en la radioastronomía.

2.2.1. Patrón de Radiación

El patrón de radiación de una antena corresponde a una representación en coordenadas esféricas de la respuesta de la antena a la radiación electromagnética proveniente desde cualquier dirección en el espacio. El eje de coordenadas esférico permite representar cualquier punto del espacio en función de sus ángulos (θ y ϕ para

este caso) y la respuesta de la antena en el radio, tal como se presenta ejemplificado en las figuras 2.4 y 2.5.

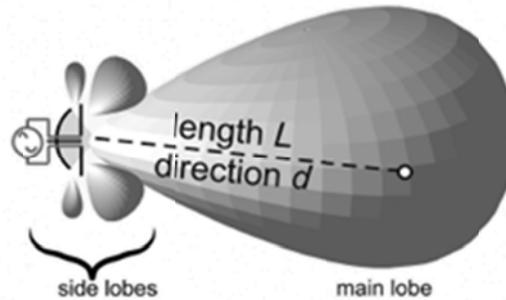


Figura 2.4 Patrón de radiación típico de un radiotelescopio (2).

Para determinar empíricamente el patrón de radiación de una antena, se hace uso de dos antenas de forma de crear una comunicación entre ambas. Haciendo uso del teorema de la reciprocidad, que indica que las características de emisión de una antena son idénticas a la de recepción, se utiliza la antena en estudio, reconocida como antena A, como una fuente de energía midiéndose en la otra antena (antena B) la potencia de recepción para distintos ángulos relativos.

Se suele utilizar diagramas simplificados donde sólo se determina la respuesta de la antena en un plano y también en una representación en el plano perpendicular. Cada uno de estos diagramas es denominado patrón de radiación polar de la antena, por realizarse utilizando coordenadas polares. Un ejemplo de este tipo de diagramas es presentado en la figura 2.5.

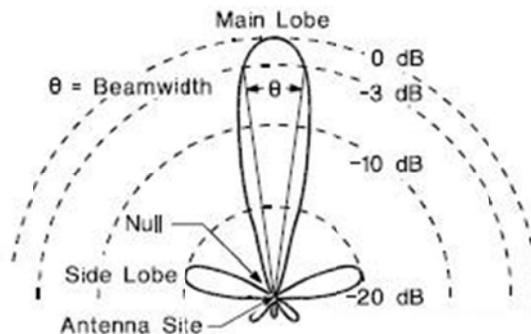


Figura 2.5 Patrón de radiación polar típico de un radiotelescopio (3).

Como se puede observar en la figura anterior, el patrón de radiación de un radiotelescopio se compone de un lóbulo principal y de varios lóbulos menores o lóbulos laterales. En la cúspide del lóbulo principal se obtiene la máxima ganancia de la antena, teniéndose ganancias inferiores en 20[dB] en las cúspides de los lóbulos menores. Por otro lado se denomina ancho de haz (del inglés *Beamwidth*) al ángulo para el cual la ganancia de la antena no ha decaído en más de 3[dB], es decir delimita el sector donde la ganancia de la antena aún es significativa. Lo anterior resulta ser muy

importante en radioastronomía, esto pues el *Beamwidth* es sinónimo de resolución, ya que mientras menor sea este ángulo mayor será la capacidad de la antena para diferenciar las diferentes fuentes de radiación.

2.2.2. Directividad

El patrón de radiación revela una propiedad muy importante para los radiotelescopios y que corresponde a la capacidad natural de diferenciar distintas fuentes emisoras de otras. Por lo mismo es que estas antenas pueden capturar más o menos energía de una misma fuente dependiendo de la dirección a la cual se encuentren apuntando. Lo anterior motiva la definición de la directividad como la razón entre la intensidad de radiación recibida y el valor promedio por unidad de ángulo sólido, tal como se resumen en la expresión (2.4).

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \cdot P_n(\theta, \phi)}{\iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi \cdot P_n(\theta, \phi)}{\Omega_A} \quad (2.4)$$

Donde P_n corresponde al patrón de radiación normalizado de la antena y Ω_A a la potencia total radiada.

El máximo valor de la directividad se da cuando el patrón de radiación normalizado se hace máximo, implicando la siguiente relación:

$$D_{max} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (2.5)$$

Por otro lado, la directividad se relaciona con la ganancia de la antena mediante la relación (2.6) donde η_R corresponde a la eficiencia de la antena que normalmente es muy cercana a 1.

$$G(\theta, \phi) = \eta_R \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.6)$$

Esta última expresión permite obtener de forma aproximada la directividad de la antena si se conoce la forma de calcular su ganancia. En particular las antenas parabólicas presentan una ganancia máxima que está dada por la expresión (2.7) la cual depende inversamente de la longitud de onda (λ) que se observa y directamente del diámetro del reflector.

$$G_{max} = \frac{\pi^2 D^2}{\lambda^2} \quad (2.7)$$

2.2.3. Abertura Efectiva

Este parámetro se define como la razón entre la potencia disponible en los terminales de la antena (P_e) y la densidad de potencia (S) que es interceptado por esta misma.

$$A_e = \frac{P_e}{| \langle S \rangle |} \quad (2.8)$$

La abertura efectiva se relaciona con la directividad de la antena mediante la siguiente relación:

$$A_e = \frac{D_{max} \lambda^2}{4\pi} \quad (2.9)$$

Aplicando la relación (2.5) a la expresión anterior se obtiene una relación entre el ángulo sólido y la abertura efectiva de la antena dada a continuación:

$$A_e \Omega_A = \lambda^2 \quad (2.10)$$

De la relación anterior se puede deducir que para mejorar la resolución angular de una antena para una longitud de onda fija, basta con aumentar su abertura efectiva. Esto se logra modificando las dimensiones físicas de la antena o bien simulando un aumento, tal como lo realiza la interferometría la cual es estudiada en 2.3.

2.2.4. Potencia Capturada

La expresión matemática que permite determinar la cantidad de potencia que presenta una señal que es capturada por una antena, se presenta en (2.11).

$$P_v = \frac{1}{2} A_e \iint B_v(\theta, \phi) P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.11)$$

Para utilizar esta expresión se debe conocer la radiación de cuerpo negro del objeto astronómico que se desea observar, la que es posible determinar utilizando la ley de *Rayleigh-Jeans* cuando la banda de observación es la de radio. Además se requiere conocer el patrón de radiación de la antena y su abertura efectiva, siendo esta dependiente indirectamente de las dimensiones físicas de la antena. Por último, la integral es de área y se realiza en torno al ángulo sólido del cuerpo en emisión, siendo los ángulos definidos en coordenadas esféricas.

2.3. Interferometría

Anteriormente se mencionó que el *Beamwidth* de un radio telescopio define su resolución angular, esto pues, a medida que menor es este parámetro mayor es su capacidad de distinguir objetos que se encuentren cercanos entre sí desde la perspectiva del observador. Este parámetro depende directamente de las dimensiones físicas del

radiotelescopio y de la longitud de onda de la señal que se desea observar. Matemáticamente está dada por la relación (2.12), donde D corresponde al diámetro del disco de la antena parabólica y λ la longitud de onda:

$$\theta = 1,22 \frac{\lambda}{D} \quad (2.12)$$

La expresión anterior indica que para mejorar la resolución angular de un radiotelescopio es necesario aumentar el diámetro del reflector, ya que de esta manera se disminuye el ancho del lóbulo principal del patrón de radiación que es donde la antena recibe la mayor cantidad de energía. Lo anterior resulta ser un problema cuando se desean estudiar objetos con tamaños angulares pequeños, ya que en esos casos las dimensiones del reflector pueden llegar a ser del orden de varios cientos de kilómetros.

Para mejorar la resolución de observación sin la necesidad de utilizar grandes reflectores, los astrónomos utilizan un método que se denomina interferometría el cual consiste en observar un mismo punto utilizando varias antenas, obteniéndose una observación con mucho más detalle.

De forma similar al radio telescopio, la resolución angular de un interferómetro se mide utilizando la expresión (2.12), donde en este caso el diámetro del reflector corresponderá a la línea base que separa a cada par de antenas. De esta forma es posible llegar a tener una resolución angular del orden de 10 milésimas de segundo de arco, como se estipula que tendrá el proyecto ALMA.

2.3.1. Principio de funcionamiento

La radio interferometría basa su funcionamiento en la interferencia de las ondas electromagnéticas, las que pueden verse amplificadas o canceladas según sea las condiciones de las ondas que interfieren. Un ejemplo de lo anterior lo representan las ondas presentadas en la figura 2.6, donde la de color rojo corresponde a la onda captada por una de las antenas, mientras que las otras corresponden a diferentes casos de adquisición del otro radio telescopio, donde la misma señal es capturada con desfases relativos de 0 , $\lambda/4$ y $\lambda/2$.

Cuando las señales están en fase, figura 2.6.a, el resultado de la multiplicación es una perfecta amplificación de las señales. A medida que el desfase aumenta, la señal resultante del proceso de multiplicación va obteniendo una señal disminuida en amplitud, llegando a tomar un valor nulo cuando se encuentran en completo desfase. De ahí en adelante esta respuesta se ve aumentada llegando a su valor máximo cuando el desfase es de λ , generándose de esta forma un patrón de radiación como el de la

figura 2.7. La cantidad y el ancho de los lóbulos son dependientes de la distancia entre las antenas, definiendo de esta forma la resolución del proceso de interferometría.

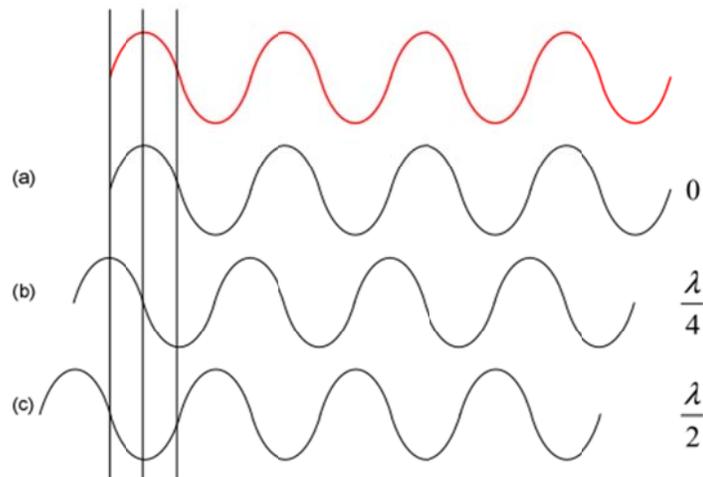


Figura 2.6 Ejemplo de la amplificación, distorsión y cancelación en el proceso de interferometría
Señales: a) en fase, b) en cuadratura, c) fuera de fase.

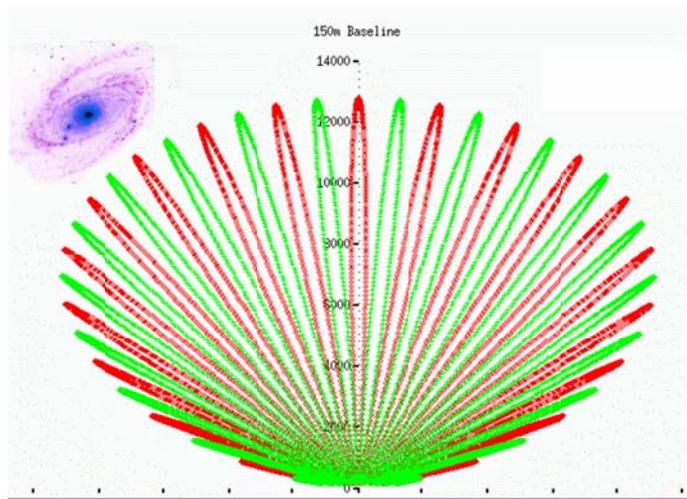


Figura 2.7 Patrón de radiación de un interferómetro ideal.

Fue mencionado que el ancho del haz de una antena define la resolución angular de esta, ya que en ese rango la antena recibe la mayor cantidad de radiación electromagnética, siendo despreciable la que se recibe fuera del lóbulo. En el caso presentado en la figura 2.7, la antena por sí sola no es capaz de distinguir diferentes fuentes de emisión, esto pues presenta muchos máximos con similares ganancias, por lo que a primera vista la resolución no se ha visto mejorada.

Para poder distinguir cuerpos que describen un menor ángulo sólido, se deben realizar varias mediciones donde en cada caso el patrón de radiación del interferómetro se vea modificado, es decir que presente menos o más lóbulos con diferentes anchos de haz, para lo cual se debe modificar la línea base de las antenas. Obteniéndose de esta forma, mediciones que son funciones de la línea base que separa a las antenas.

Matemáticamente⁽²⁵⁾ es demostrable que estas mediciones corresponden a la transformada de Fourier espacial de la radiación que es capturada, por lo que es posible reconstruir la distribución de la radiación espacial mediante la función inversa de las medidas realizadas, la cual siempre es única.

2.3.2. Implementación

La interferometría se basa en la interferencia de las ondas electromagnéticas, la cual se aplica multiplicando dos o más radiaciones. De esta forma, un interferómetro está compuesto por al menos de un par de antenas que capturan estas radiaciones, las que luego son multiplicadas y sumadas para distintos valores de líneas bases. Para obtener la distribución espacial de la radiación basta con aplicar una transformada inversa de Fourier a los datos adquiridos.

Lo anterior es resumido en la figura 2.8, donde se presenta el diagrama de bloques de un interferómetro de dos antenas. Cuando se trabaja con más antenas, este mismo proceso es realizado a cada par de antenas, obteniéndose un plano de observaciones.

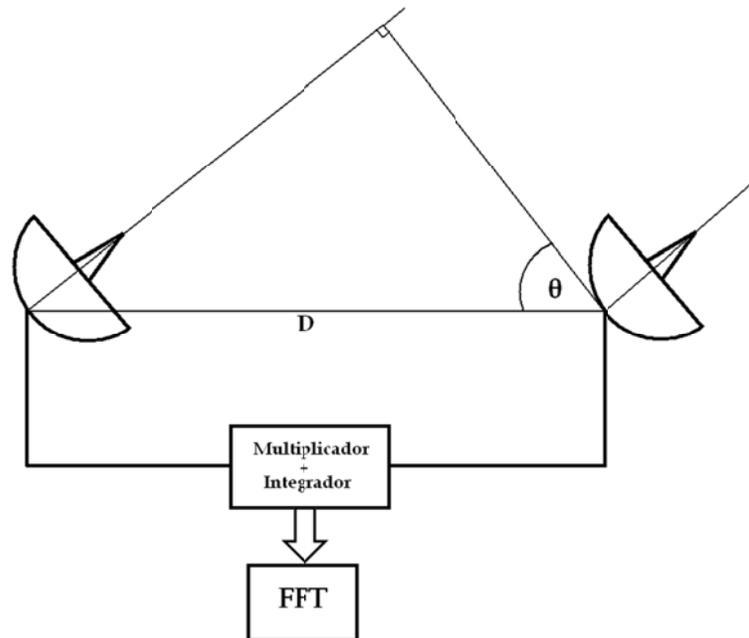


Figura 2.8 Interferómetro básico de dos antenas.

Para obtener los distintos puntos de la transformada se debe modificar la línea base que separa a las antenas, lo que se puede realizar de dos formas: desplazando físicamente las antenas o bien aprovechando la rotación terrestre para modificar la línea base a la cual llegan los distintos frentes de onda. La aplicación de este último método es ejemplificado en la figura 2.9, donde se observa que la línea base B aumenta al disminuir el ángulo θ .

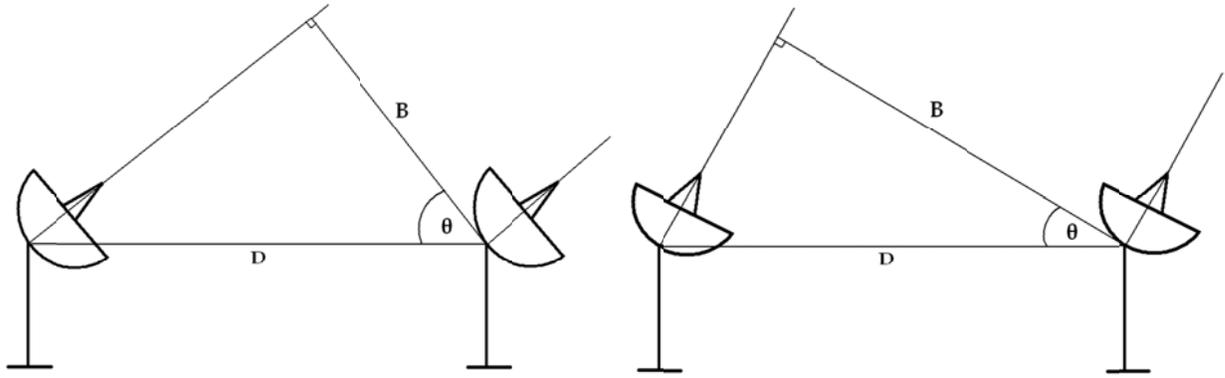


Figura 2.9 Modificación de la línea base aprovechando el tránsito de los cuerpos.

Para realizar el método anterior, es necesario corregir el desfase espacial que se da producto que los frentes de radiación llegan primero a una antena que a la otra generando un retraso que está dada por la expresión:

$$\tau = \frac{D \cdot \text{sen}(\theta)}{c} \quad (2.13)$$

Donde c corresponde a la velocidad con que llega la radiación. Aplicando este desfase a las señales que son capturadas, se simula el caso en el que las dos antenas se encuentran dentro de un mismo plano separados por la línea base indicada en la figura anterior. De esta forma el método utilizado para antenas fijas es el presentado en la figura 2.10.

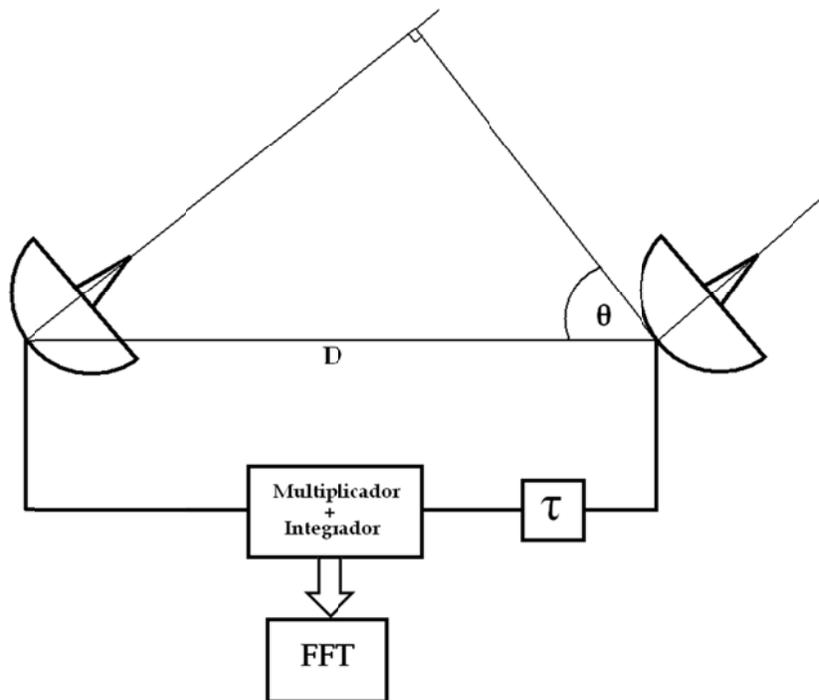


Figura 2.10 Interferómetro con compensación de fase.

2.4. Receptor Heterodino

A grandes rasgos el receptor heterodino es un dispositivo que permite desplazar en frecuencia el espectro de una señal pudiéndose obtener representaciones centradas tanto en frecuencias superiores como en inferiores. El proceso de obtener como resultado un espectro centrado en frecuencias superiores a la original es conocido como *up-conversión*; mientras que cuando es al revés, es decir cuando el espectro se presenta en frecuencias inferiores, se le conoce por el término *down-conversión*.

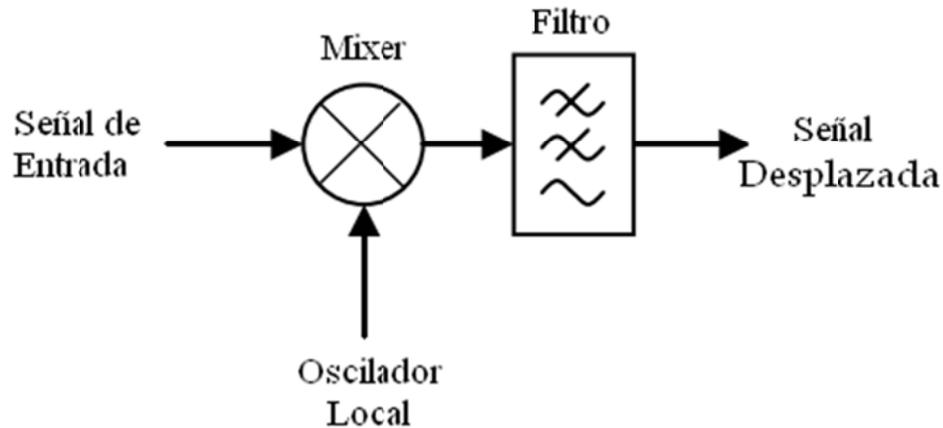


Figura 2.11 Diagrama de bloques de un Receptor Heterodino.

En la figura 2.11 se presenta un diagrama de bloques que explica de forma general el funcionamiento de estos dispositivos que se compone de un mezclador, que combina las dos entradas, y un filtro que elimina las componentes de frecuencia que son innecesarias dentro del diseño que se está realizando. La señal de entrada corresponde a la señal que se desea detectar y a la cual se aplica el desplazamiento en frecuencia, mientras que la señal del oscilador local es una senoide de frecuencia fija pero controlable.

El mezclador es un elemento no-lineal, por lo que su salida se aproxima matemáticamente a un polinomio, donde el término variable es la suma de sus dos entradas. De esta forma la señal de salida es de la forma que se indica en la ecuación (2.14), donde $v_e(t)$ corresponde a la señal de entrada, $v_o(t)$ a la senoide proveniente del oscilador local y v_s a la salida del mezclador.

$$v_s = a_1(v_e + v_o) + a_2(v_e + v_o)^2 + a_3(v_e + v_o)^3 + \dots \quad (2.14)$$

Para comprender el funcionamiento de este dispositivo basta con revisar sólo las dos primeras componentes del polinomio, utilizando como entradas sinusoides de frecuencias fijas y distintas como las señaladas a continuación, transformándose la expresión anterior en la ecuación (2.15)

$$v_e(t) = A_e \cdot \cos[w_e \cdot t]$$

$$v_o(t) = A_o \cdot \cos[w_o \cdot t]$$

$$v_s = a_1(A_o \cos[w_o t] + A_e \cos[w_e t]) + a_2(A_o \cos[w_o t] + A_e \cos[w_e t])^2 \quad (2.15)$$

Desarrollando el término cuadrático y aplicando identidades trigonométricas se llega a la siguiente expresión:

$$v_s = a_1(A_o \cos[w_o t] + A_e \cos[w_e t]) + a_2\left[\frac{A_o^2 + A_e^2}{2} + \frac{A_o^2}{2} \cos(2w_o t) + \frac{A_e^2}{2} \cos(2w_e t) + 2A_o A_e \{ \cos[(w_o + w_e)t] + \cos[(w_o - w_e)t] \}\right] \quad (2.16)$$

De esta última expresión se obtiene que el espectro de la señal de salida son varias líneas espectrales presentes en las frecuencias: $0, \pm w_o, \pm w_e, \pm 2w_o, \pm 2w_e, \pm(w_o + w_e)$ y $\pm(w_o - w_e)$, donde el espectro de interés (A_e) se encuentra solamente en las frecuencias: $0, \pm w_e, \pm 2w_e, \pm(w_o + w_e)$ y $\pm(w_o - w_e)$. Lo anterior se resume en la figura 2.12 donde se aprecian las líneas espectrales de la señal de salida de este receptor. Son de particular interés las líneas espectrales ubicadas en $(w_o + w_e)$ y $(w_o - w_e)$ ya que corresponden a representaciones del espectro de la señal de entrada ubicadas en frecuencias superiores e inferiores y que son las que definen la *Up-conversión* y *Down-conversión* respectivamente.

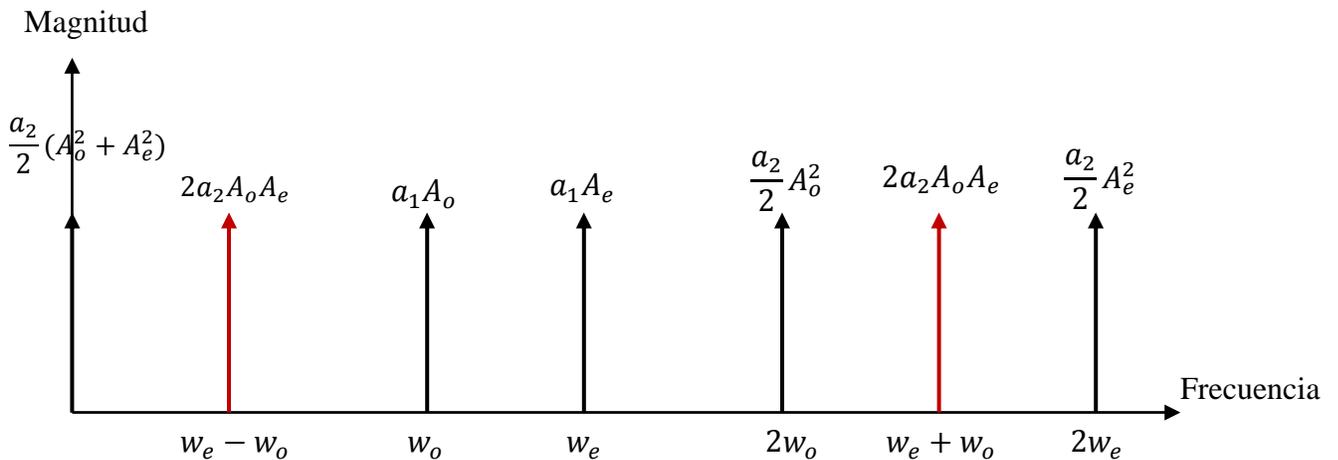


Figura 2.12 Espectro positivo de la señal de salida del mezclador.

La amplia variedad de líneas espectrales presentes a la salida del mezclador, hace que sea necesaria la utilización de un filtro que sólo deje intacta la componente de frecuencia del proceso que se está realizando y que corresponden a las indicadas con rojo en la figura 2.12.

En radioastronomía, este receptor se utiliza mayormente para realizar el proceso de *Down-conversión*, ya que resulta ser mucho más fácil el procesar digitalmente señales de baja frecuencia. La señal de salida suele ser denominada "IF" o señal de frecuencia intermedia.

Para el caso de espectros continuos dentro de un rango de frecuencias como el que se presenta de rojo en la figura 2.13.a, la salida del receptor es análoga a la estudiada hasta el momento. A modo de ejemplo, aplicándole a este espectro una *down-conversión* con un oscilador local de frecuencia ω_{LO} , véase la figura 2.13.a, se obtiene una señal con el espectro presentado en la figura 2.13.b donde se observa el traslado en frecuencia del espectro original. Cabe mencionar que matemáticamente se produce una imagen de este espectro ubicado en el plano negativo de frecuencias que no sale representada en dicha figura, pero que sí será utilizado un poco más adelante.

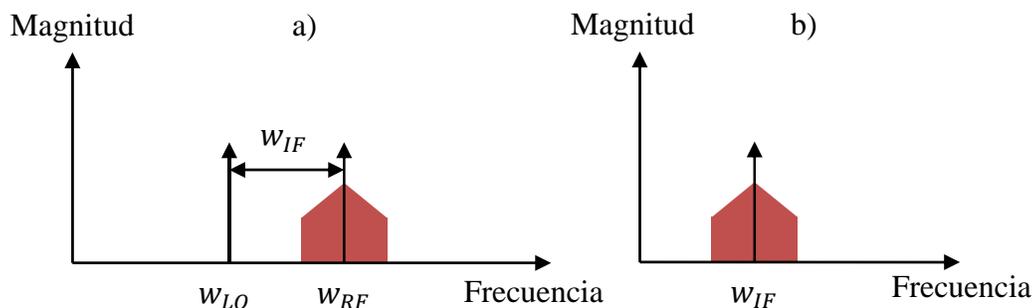


Figura 2.13 Espectro de: a) Señales de entrada al mezclador; b) Señal de salida del mezclador.

Por la paridad matemática de la función coseno, el proceso de *down-conversión* también es posible realizarlo cuando el espectro de la señal que está siendo detectada se encuentra en frecuencias inferiores a la del oscilador local, resultando ser idéntico al caso visto anteriormente. Esta última propiedad resulta ser un problema cuando en una de esas posiciones se encuentra ubicado un espectro no deseado, ya que terminara superponiéndose al de interés tal como sale ilustrado en la figura 2.14.b.

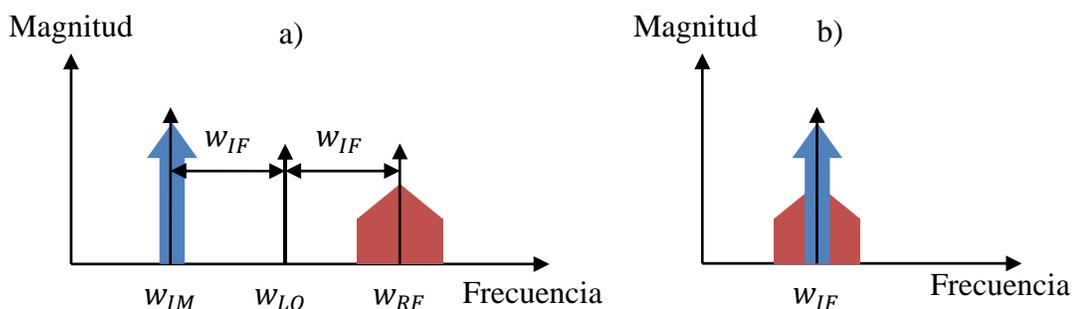


Figura 2.14 Superposición de espectros ubicados a la misma distancia del Oscilador Local.

Para solucionar el problema de la superposición de los espectros se utilizan habitualmente dos métodos. El primero, que no será estudiado acá, corresponde a la utilización de filtros rechazadores de banda que se encargan de eliminar el espectro no deseado antes de que la señal ingrese al mezclador, este método requiere de un conocimiento previo del rango de frecuencias que se desea eliminar haciéndolo menos robusto. La otra técnica, que se estudia a continuación, se le conoce como separación de

banda lateral única, la cual permite separar los espectros sin necesidad de imponer en su diseño los rangos de frecuencia donde se encuentra ubicado la señal de interés o el espectro no deseado.

2.4.1. Separación de banda lateral

La separación de banda lateral, corresponde a un método que permite rescatar los espectros de una señal que se encuentran a una misma distancia del oscilador local tal como se ejemplifica en la figura 2.14.a. El espectro de menor frecuencia se le conoce como *Lower Side Band* (LSB) y el de mayor frecuencia, de color rojo, se le denomina *Upper Side Band* (USB).

El esquema de este método de heterodinación que permite obtener el USB de una señal se resume en el diagrama de bloques presentado en la figura 2.15, la cual corresponde a la arquitectura *Hartley* llamada así en honor a su creador.

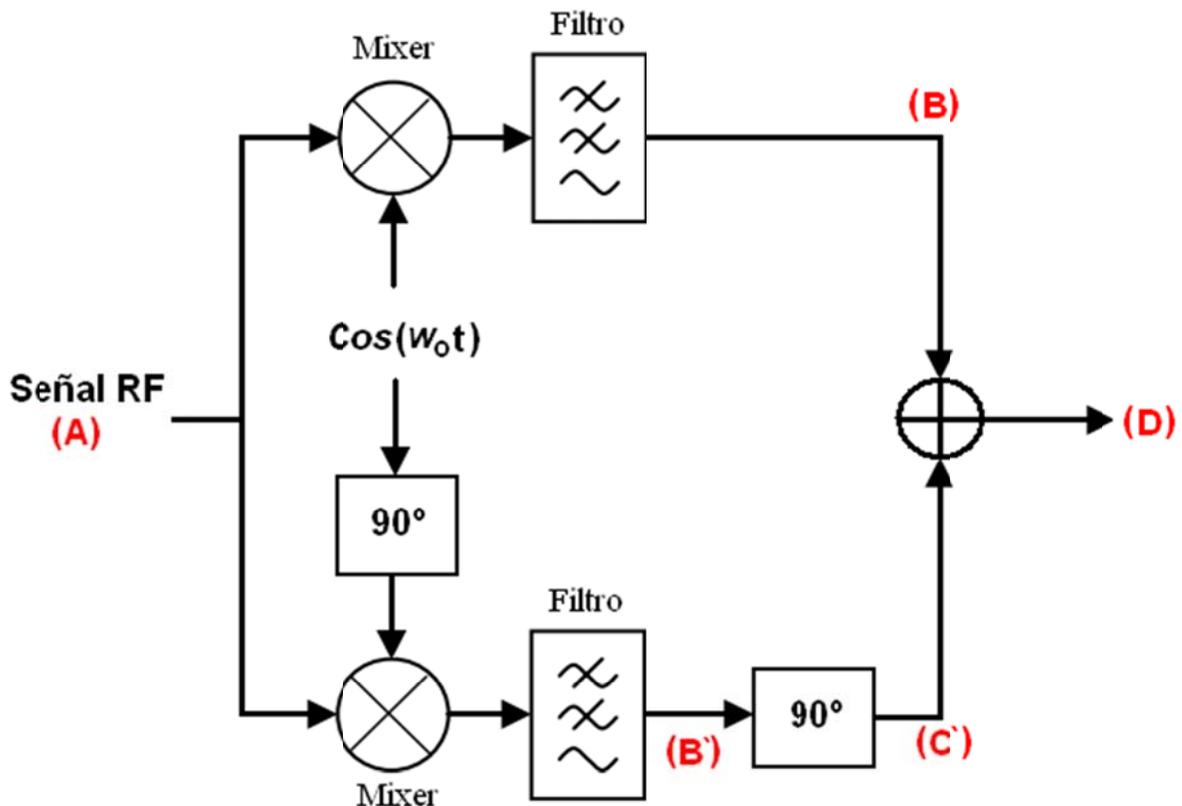


Figura 2.15 Estructura Hartley para la demodulación con separación de banda lateral

Los desfases en 90° buscan modificar el signo del espectro LSB de forma que al sumarlo con la señal sin modificar, este termine siendo cancelado. La forma en la cual se logra esto se explica gráficamente a continuación:

Sea el espectro de la señal de entrada (RF) y la línea espectral del oscilador local como la que se muestra en la figura 2.16, el resultado de la mezcla de estas dos señales para los casos en que el oscilador local llega en fase y con un desfase de 90° es de la forma que se indica en las figura 2.17.a y la figura 2.17.b respectivamente, observándose una superposición y cancelación entre estos espectros.

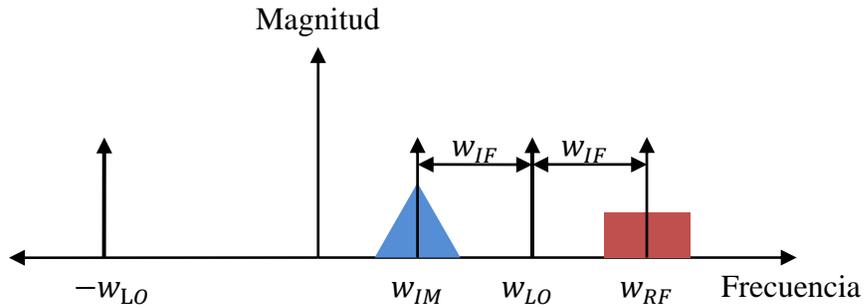


Figura 2.16 Espectros de las señales de entrada (A).

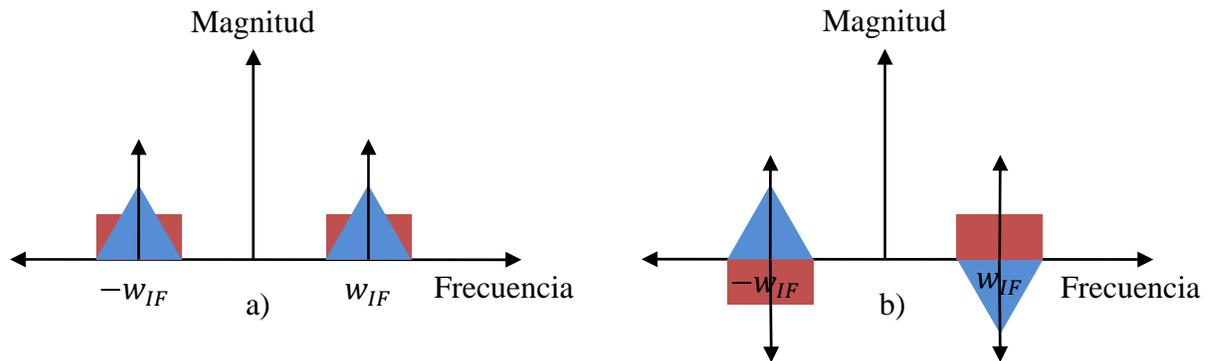


Figura 2.17 Mezcla con: a) oscilador local en fase (B); b) oscilador local en desfase (B').

Luego, la señal con el espectro de la figura 2.17.a es sumada con el espectro de la señal de la figura 2.17.b desfasada en 90° que corresponde al espectro presentado en la figura 2.18.a, obteniéndose por resultado de la suma la figura 2.18.b en donde sólo se observa la presencia de la USB.

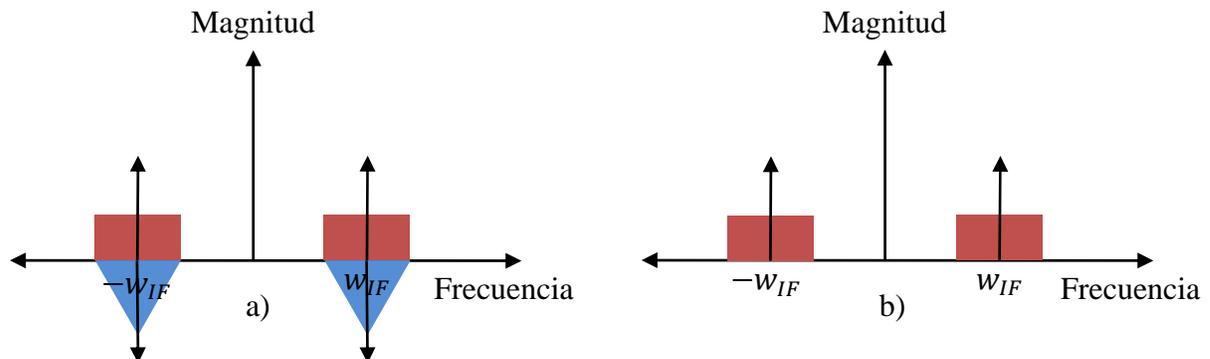


Figura 2.18 Espectro: a) después del último desfase de 90° (C); b) de la señal de salida (D).

2.5. Tecnología de circuitos impresos

Los circuitos impresos, mejor conocidos por PCB por sus siglas en inglés (Printed Circuit Board), es el método más utilizado para interconectar diferentes componentes electrónicos en una misma estructura compuesta por uno o más planos de un material conductor aislados por varias capas de dieléctrico.

Existen muchos aspectos que se pueden estudiar de esta tecnología, pero salen del alcance de esta memoria. A continuación se darán a conocer algunos aspectos, enfocándose principalmente en las diversas estrategias que son utilizadas en la transmisión de señales de alta frecuencia.

2.5.1. Algunos conceptos básicos

En esta sección se explican algunos conceptos básicos que permiten comprender de mejor forma los distintos problemas que se presentan al momento de diseñar circuitos impresos cuando se trabajan con señales de alta frecuencia.

a) Longitud de onda

Una señal monocromática se puede representar como una función sinusoidal que varía en el espacio y el tiempo. De esta forma se define la longitud de onda (λ) como la distancia entre dos máximos a un tiempo dado. En la figura 2.19 se presenta de forma gráfica a lo corresponde este valor. Cabe destacar que la frecuencia de la señal se relaciona de forma inversa con su longitud de onda, específicamente, la longitud de onda de la señal responde a la siguiente relación, donde v corresponde a la velocidad de la onda en el medio de propagación y f corresponde a la frecuencia de la señal:

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.17)$$

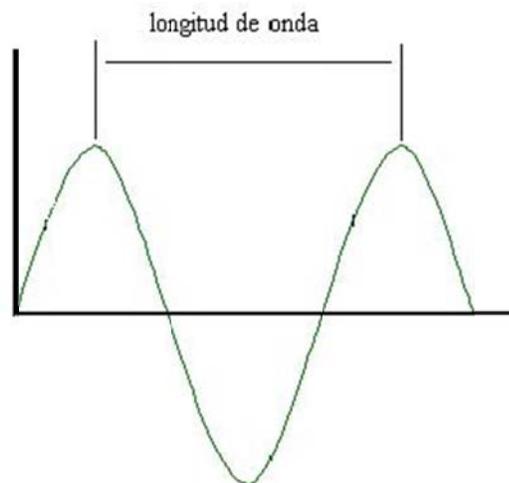


Figura 2.19 Longitud de onda de una señal sinusoidal

Cuando se trabaja en circuitos impresos con ondas de baja frecuencia, su longitud de onda es tan grande que es posible asumir que el voltaje es el mismo para cada nodo. Esto es debido a que los largos de las pistas en un circuito impreso son bastante inferiores a la distancia comprendida entre dos ciclos de la onda. Cuando se trabaja con señales de alta frecuencia, esta consideración no es posible realizarla, ya que sus longitudes de onda son tan pequeñas que llegan a ser comparables con las distancias que deben recorrer en los PCB's, provocándose efectos de retardo entre los extremos de una línea de transmisión.

b) Coeficiente de Reflexión

Cuando una onda electromagnética incide sobre una nueva superficie, se divide en dos ondas que se propagan en direcciones diferentes, estas ondas son conocidas como la onda reflejada y la transmitida indicadas en la figura 2.20. Este fenómeno es sumamente importante en la transmisión de las señales eléctricas de alta frecuencia, pues la energía reflejada puede ser una fracción importante de la energía incidente.

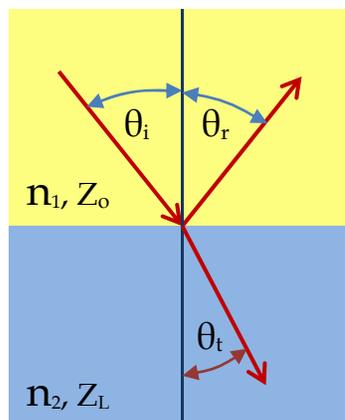


Figura 2.20 Onda incidente, reflejada y transmitida de un medio a otro.

El coeficiente de reflexión mide la intensidad de la onda que es reflejada cuando ocurre un cambio de medio, con respecto a la intensidad de la onda incidente sobre él. Este permite cuantificar el grado de distorsión que sufre la onda al momento de cambiar de medio de propagación. Es posible calcular este coeficiente por la siguiente expresión:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.18)$$

Donde Z_L corresponde a la impedancia en el extremo receptor y Z_0 corresponde a impedancia de la fuente emisora. Mientras más pequeño sea este coeficiente de reflexión, menor será la distorsión que sufra la señal por el cambio de medio. Por lo anterior es que siempre se trata de trabajar con componentes que presenten una misma impedancia, ya que de esta forma la cantidad de energía que se refleja es nula y por consecuencia la transmisión resulta ser más eficiente.

Lo anterior cobra aún más importancia cuando se trabaja con señales de baja longitud de onda, ya que en dicho caso los largos de las líneas de transmisión resultan ser comparables con la longitud de onda de la señal que transmiten, por lo que las reflexiones pueden terminar cancelando partes de la señal que está siendo transmitida. Se asume que cuando la distancia de la línea de transmisión es inferior a $\lambda/20$ ⁽⁴⁾, las distorsiones producidas por un cambio de medio son despreciables.

2.5.2. Anchos de Pistas

Dentro de los parámetros que son importantes de definir en un circuito impreso, se encuentra el ancho de las pistas por donde son transmitidas las diferentes señales que se encuentran presentes en la placa. Es un parámetro importante ya que, tal como se verá a continuación, afecta directamente a la impedancia de la línea, lo que si no es tomado en cuenta puede distorsionar las señales transmitidas y generar pérdidas considerables en las líneas de polarización.

a) Guía de Onda Impresa

Las guías de onda impresas corresponden a diversas configuraciones que permiten transmitir en un circuito impreso señales de muy alta frecuencia minimizando los diversos problemas que se presentan cuando se trabaja con este tipo de señales.

Una de las configuraciones más utilizadas, principalmente por su simplicidad de implementar, corresponde a la estructura *Microcinta* o *Microstrip* la cual está compuesta por dos planos de cobre separados por una gruesa capa de un material no conductor, tal como es ejemplificado en la figura 2.21 donde el cobre más delgado corresponde a la línea por donde se transmite la señal y el más grueso y extenso, por donde retorna.

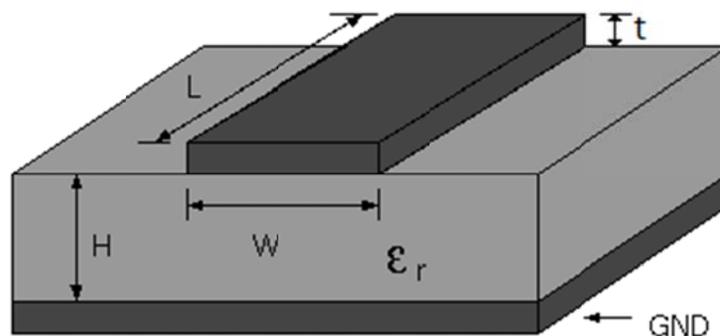


Figura 2.21 Estructura Microcinta (Microstrip).

El mantener un ajuste de impedancia entre los diferentes componentes de un circuito minimiza la cantidad de energía que se pierde por el fenómeno de reflexión. Resulta entonces muy importante diseñar esta línea de transmisión de forma que se ajuste a las impedancias de los otros componentes del circuito, para lo cual se tienen las

expresiones dadas en (2.19) ⁽⁵⁾ que permiten calcular la impedancia característica de este tipo de líneas de transmisión.

$$Z_{Línea} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2+2\varepsilon_r}} \ln \left\{ \frac{4H}{\omega_{ef}} \left[\frac{4H}{\omega_{ef}} \frac{(14+\frac{8}{\varepsilon_r})}{11} + \sqrt{\left(\frac{4H}{\omega_{ef}} \frac{(14+\frac{8}{\varepsilon_r})}{11} \right)^2 + \pi^2 \frac{1+\frac{1}{\varepsilon_r}}{2}} \right] + 1 \right\} \quad (2.19)$$

$$\omega_{ef} = w + t \frac{1+\frac{1}{\varepsilon_r}}{2\pi} \ln \left[\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{H}\right)^2 + \left(\frac{1}{\pi} \frac{10t}{10w+11t}\right)^2}} \right]$$

Donde:

- ε_r : Permitividad del sustrato.
- Z_0 : Impedancia característica del vacío que es igual a $377[\Omega]$.
- t : Espesor del plano de cobre.
- H : Espesor del medio no conductor.
- W : Ancho del cobre por donde se propaga la señal.

De esta forma se determina el ancho de la pista en función de la impedancia característica del sistema, el espesor del plano de cobre por donde se transmite la señal, el espesor del dieléctrico que separa los planos de cobre y su permitividad.

Un parámetro importante por determinar de esta estructura corresponde a la permitividad efectiva de la línea, la cual está se determina de la ecuación (2.20) si $w < H$, o en caso contrario se obtiene de (2.21). Este parámetro es importante ya que define la velocidad a la cual se propaga la onda dentro del medio, permitiendo determinar de esta forma, la longitud de onda mediante la expresión (2.22).

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(\frac{4}{100} \left(1 - \frac{w}{H} \right)^2 + \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{H}{w}}} \right) \quad \text{si } w < H \quad (2.20)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{H}{w}}} \quad \text{si } w > H \quad (2.21)$$

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.22)$$

Otro método que es bastante utilizado en el diseño de circuitos corresponde a la *guía de onda co-planar con tierra* (CPWG), cuya estructura es bastante similar a la *microcinta*, presentando un plano de retorno al costado de la línea de transmisión de la señal. Su configuración se representa en la figura 2.22.

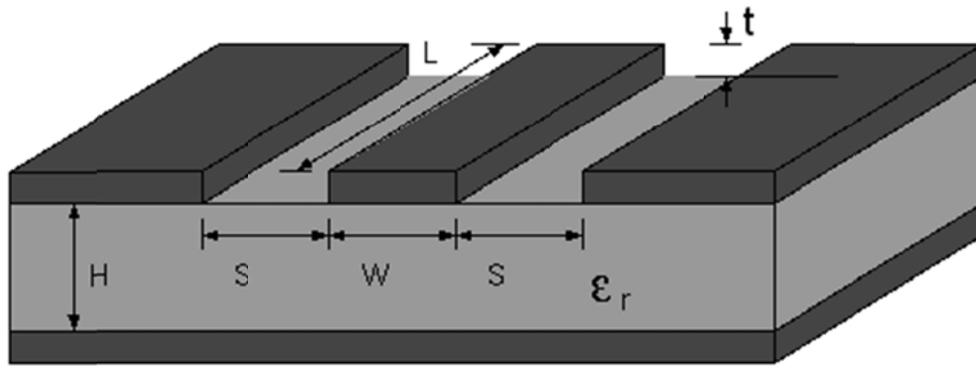


Figura 2.22 Estructura de una guía de onda co-planar con tierra.

En base a los parámetros de la figura anterior, las ecuaciones que determinan la impedancia característica de esta guía de onda se presentan a continuación⁽⁶⁾:

$$Z_{Línea} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k1)}{K(k1')}} \quad (2.23)$$

Donde:

$$k = \frac{w}{2s+w}; \quad k' = \sqrt{1-k^2} \quad (2.24)$$

$$k1 = \frac{\tanh(\frac{\pi w}{4H})}{\tanh(\frac{\pi(2s+w)}{4H})}; \quad k1' = \sqrt{1-k1^2} \quad (2.25)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k')K(k1)}{K(k)K(k1')}}{1 + \frac{K(k')K(k1)}{K(k)K(k1')}} \quad (2.26)$$

La función $K(k)$ corresponde a una ecuación iterativa que se determina mediante la siguiente ecuación:

$$K(k) = \frac{\pi}{2a_N} \quad (2.27)$$

Donde a_N se determina recursivamente de la expresión (2.28), b_n de (2.29), y N tal que $c_N=0$, la que se define en (2.30).

$$a_n = \frac{a_{n-1} + b_{n-1}}{2} \quad (2.28)$$

$$b_n = \sqrt{a_{n-1}b_{n-1}} \quad (2.29)$$

$$c_n = \frac{a_{n-1} - b_{n-1}}{2} \quad (2.30)$$

Teniéndose por condiciones iniciales:

$$a_0 = 1; \quad b_0 = \sqrt{1 - k^2}; \quad c_0 = k \quad (2.31)$$

Es posible determinar una distancia S mínima para la cual la estructura CPWG es considerada equivalente a la estructura *microcinta*. Esta distancia se determina para un ancho de pista fijo y corresponde al caso en el que las permitividades de ambas estructuras son iguales⁽⁴⁾.

b) Pistas de Polarización

Resulta de especial interés el estudiar las dimensiones físicas de las pistas que transmiten grandes cantidades de corriente, como lo son las que alimentan a los distintos dispositivos activos de un circuito, ya que por un lado las caídas de tensión en la línea pueden llegar a ser considerables. Por otro lado, una gran cantidad de corriente puede generar temperaturas que sean capaces de fundir el metal de las pistas, por lo que resulta importante también el controlar las diferencias de temperaturas que sufren estas líneas.

Tanto la temperatura generada, como la caída de tensión de la pista, dependen directamente de la resistencia que tenga la línea, la cual es posible disminuirla agrandando el área transversal de la pista.

El estándar IPC-2221⁽⁸⁾ corresponde a un documento que realiza diversas recomendaciones relacionadas con el diseño de circuitos impresos. En él es posible encontrar la siguiente expresión que permite calcular el área transversal de un conductor para una corriente dada y que dependerá inversamente del aumento de temperatura aceptado.

$$A = \left[\frac{I}{K \cdot \Delta T^b} \right]^{\frac{1}{c}} \quad (2.32)$$

Donde:

- I: Corriente Máxima [A]
- ΔT : Máximo aumento de la temperatura referenciado al ambiente [°C]
- A: Área transversal [mils²]
- $b = 0,44$
- $c = 0,725$
- K: Constante de corrección, que tomara el valor:
- Pistas por planos internos al dieléctrico: 0,024
- Pista externa al dieléctrico: 0,048

En un circuito impreso el espesor del conductor es fijo, por lo que del área transversal se determina el ancho de la pista, para lo cual se tiene la siguiente relación:

$$W = \frac{A}{t \cdot y} \quad (2.33)$$

Siendo:

- W: Ancho de la pista [mils]
- A: Área transversal determinada en (2.32)
- t: Espesor del conductor [oz]
- $y = 1,378 \left[\frac{\text{mils}}{\text{oz}} \right]$ para el cobre

2.5.3. Estrategias de enrutamiento

El ruteo se le denomina a la acción de definir los caminos de cobre que conectan físicamente a los diferentes dispositivos que se encuentran presentes en el circuito impreso y que es por donde se transmiten las señales. Estos caminos pueden representarse mediante un circuito equivalente compuesto por inductancias y resistencias en serie a la línea, y capacitancias en paralelo a estas mismas.

Como las impedancias de los condensadores e inductancias dependen directamente de la frecuencia a la cual se trabaje, estos parámetros dejarán de ser despreciables cuando se transmitan por estas líneas señales de alta frecuencia, motivando el estudiar las distintas técnicas de enrutamiento que permiten minimizar las inductancias y capacitancias parásitas que aparecen dentro de estos circuitos.

De esta forma, en este apartado se darán a conocer distintas formas geométricas utilizadas en el ruteo de señales de alta frecuencia, destacándose las utilizadas para realizar curvas, para dividir en dos la señal, y las formas que permiten acoplar distintos componentes que se encuentran en desajuste de impedancias.

a) Curvas

Existen diversas formas de cambiar la dirección por la cual se transmite una señal de alta frecuencia en un circuito impreso, como las presentadas en la figura 2.23 que permiten desviar la señal en 90°, ordenadas según su capacidad para minimizar las distorsiones que un cambio de dirección puede generar en la señal.

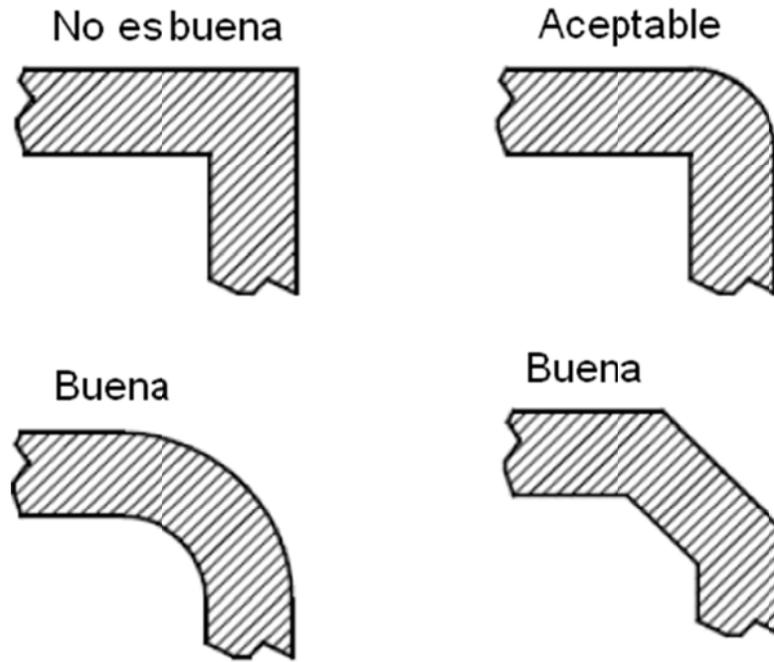


Figura 2.23 Distintas curvas utilizadas en alta frecuencia.

No es recomendado el realizar curvas que presenten ángulos rectos como la representada en la primera imagen de la figura 2.23, esto pues distorsionan considerablemente las señales. Por otro lado, existen varias otras que tienen buenos resultados al distorsionar mínimamente las señales, siendo considerada la más óptima la de la figura 2.24.

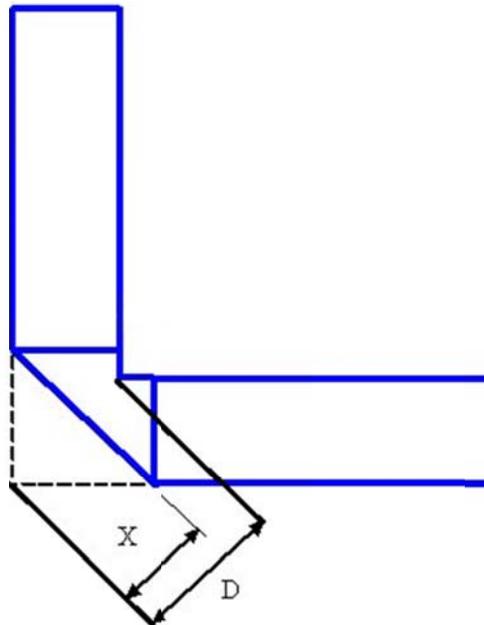


Figura 2.24 Curva en 90° óptima.

En esta última estructura, D corresponde al diámetro que tendría un codo en 90° que se relaciona con el ancho de la pista de transmisión por el factor $\sqrt{2}$. En (6) se indica

que la relación que permite determinar la distancia X , está dada por la siguiente expresión:

$$X = D \left(0,52 + 0,65 \cdot e^{-1,35 \frac{W}{H}} \right) \quad (2.34)$$

b) Ramificaciones

Es usual que una misma señal sea utilizada por más de un componente electrónico, haciéndose necesario el implementar configuraciones que permitan transmitir la misma señal en distintas direcciones, sin que en el proceso se presenten grandes problemas de pérdidas y distorsiones.

La configuración más utilizada y de mejor desempeño es conocida como el divisor de *Wilkinson*, la que es presentada en la figura 2.25. Consiste en dividir en dos la pista por donde circula la señal. Estos nuevos caminos tienen un largo de $\lambda/4$ y por tanto presentan una impedancia igual a $\sqrt{2}$ veces la impedancia característica original. Luego los caminos toman la misma configuración que la pista original, presentando la misma impedancia característica y dirección. Además es necesario acoplar entre las dos líneas una resistencia igual al doble de la impedancia de la línea.

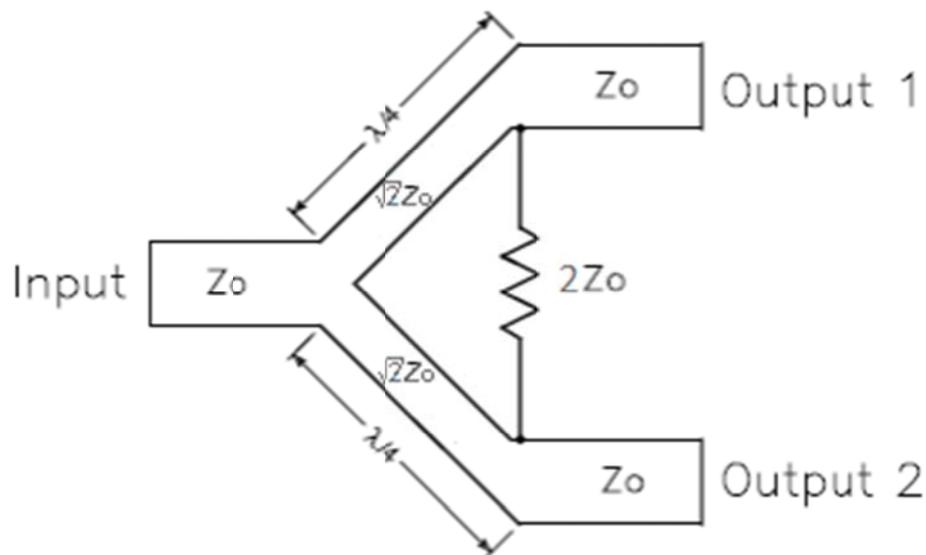


Figura 2.25 Divisor de *Wilkinson*.

Otras configuraciones utilizadas, pero que presentan menor desempeño que el divisor de *Wilkinson*, se presentan en la figura 2.26 permitiendo todas ramificar las señales en 90° .

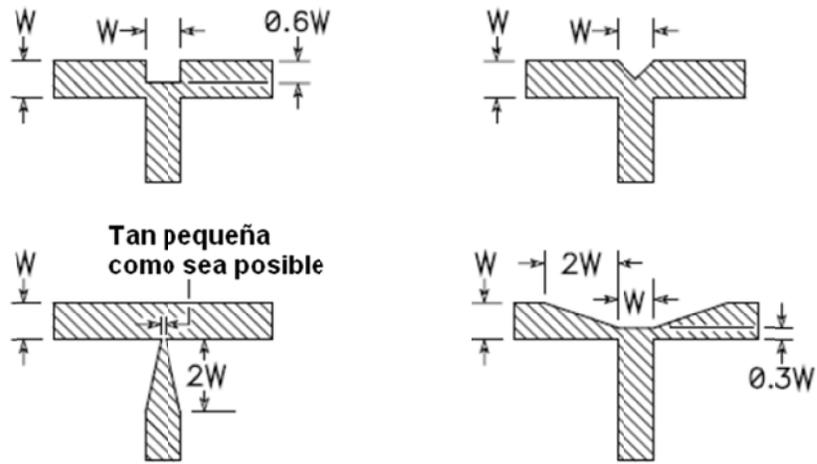


Figura 2.26 Distintas ramificaciones de menor desempeño.

c) Adaptación de impedancias

Líneas de transmisión ajustadas a diferentes impedancias presentan diferentes anchos, por lo que la adaptación entre estas dos se puede realizar de varias formas. En la figura 2.27 se presenta una forma de realizar esta adaptación, la cual no resulta ser del todo recomendada, ya que se generan fuertes efectos inductivos que distorsionan la señal que se está transmitiendo.

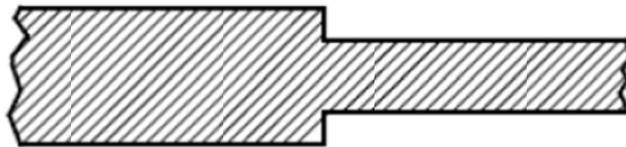


Figura 2.27 Mala forma de adaptar distintos anchos de pistas.

Otra forma utilizada se representa en la figura 2.28, que representa una mejora a la estructura anterior y que corresponde a una disminución gradual del ancho de la pista; mientras que la estructura más recomendada corresponde a la de la figura 2.29, ya que realiza la transición de forma continua, minimizando los efectos inductivos que se presentan fuertemente en los cambios abruptos de tamaños.



Figura 2.28 Adaptación de impedancia aceptada.

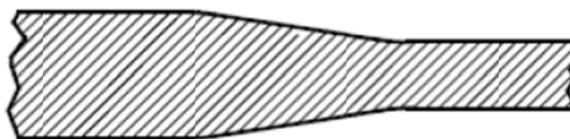


Figura 2.29 Adaptación de impedancia óptima.

Capítulo 3

Diseño de la Etapa Analógica

En este capítulo se estudia en detalle los diferentes circuitos que se utilizaron para confeccionar la etapa análoga del interferómetro de dos antenas. En primera instancia se presentan y caracterizan los tres grandes bloques que se definen a este proyecto, ellos son el amplificador de bajo ruido, el divisor semi-activo y el receptor interferométrico. Después se presentan los diferentes circuitos que definen a cada uno de estos bloques, detallándose, cuando corresponda, el método utilizado para su diseño y las respectivas simulaciones computacionales que lo validan.

Los esquemáticos desarrollados en este capítulo, se adjuntan en el anexo A.

3.1. Diagrama de Bloques

El diagrama de bloques que representa el funcionamiento general de toda la etapa análoga del interferómetro de dos antenas se presenta en la figura 3.1, en el cual se distingue la presencia de un LNA, un divisor semi-activo que separa en dos la señal capturada, y el receptor heterodino con separación de banda lateral.

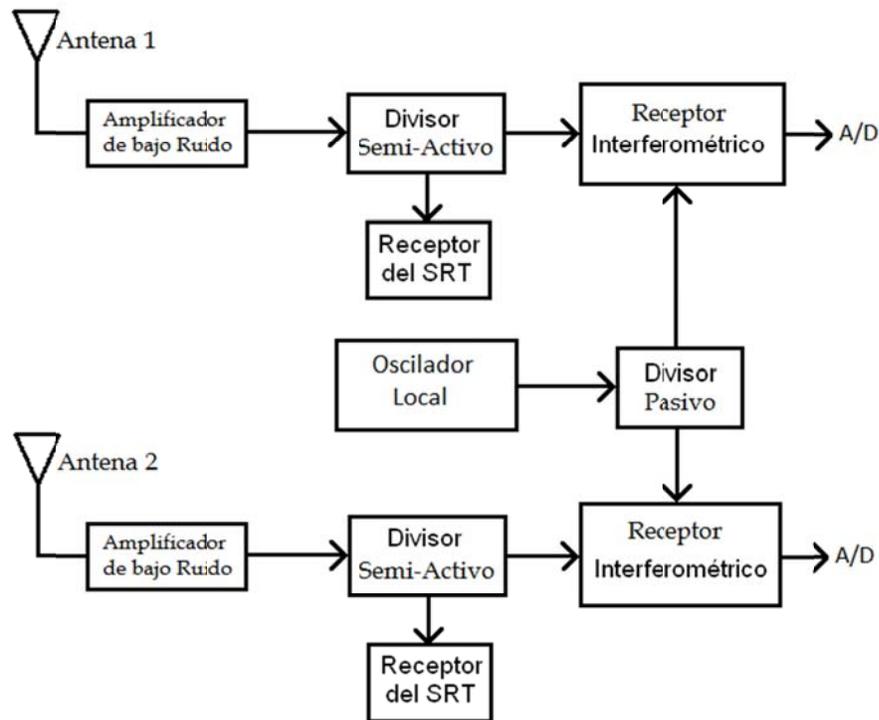


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema de adquisición del interferómetro.

Como se mencionó en el capítulo anterior, es posible determinar la intensidad de la radiación electromagnética proveniente de un cuerpo en emisión, conociendo únicamente su temperatura de cuerpo negro. También se vio que la potencia colectada por una antena parabólica depende de la intensidad del cuerpo al cual se apunta y de su tamaño angular entre otras características propias de la antena.

En general estos cuerpos presentan un pequeño tamaño angular, lo que sumado con las pequeñas dimensiones que presentan las antenas utilizadas en este proyecto se obtienen señales de muy poca energía, las que son fácilmente corrompidas por los ruidos electromagnéticos que generan los circuitos electrónicos presentes en el receptor.

Para evitar que suceda lo anterior, antes de ingresar a cualquier componente electrónico, la señal es amplificada por un LNA que es diseñado para operar generando muy bajos niveles de contaminación electromagnética. Por estas razones, en el diagrama de la figura 3.1 se utiliza como primer bloque este circuito amplificador, el cual viene incorporado junto con las antenas.

El siguiente componente dentro de este esquema corresponde a un divisor semi-activo, que recibe esta denominación por obtener a su salida dos señales idénticas a su entrada, siendo solamente amplificada una de ellas. Este componente permite realizar en paralelo los dos métodos de captura existentes, siendo uno de estos el que se implementa en este trabajo de título y el otro el sistema de adquisición que viene incluido con las antenas.

Por último el receptor interferométrico, mediante la utilización de dos receptores heterodinos con separación de banda lateral, desplaza la frecuencia de ambas señales para que sean procesadas posteriormente por la placa digital. Para realizar lo anterior, la heterodinación de las señales se realiza con el mismo oscilador local, el cual debe llegar con la misma fase a ambos receptores para que el proceso de interferometría se realice con éxito. Para ello, se utiliza un divisor pasivo a la salida del oscilador local para obtener las señales que son utilizadas en el proceso de heterodinación. Para mantener la fase entre ellas, las pistas de transmisión deben diseñarse del mismo largo ya que en caso contrario, una de las señales va a llegar primero que la otra a los mezcladores.

3.2. Amplificador de bajo ruido

En esta sección se procede a explicar el funcionamiento del amplificador de bajo ruido que viene incluido junto con la antena. Su esquemático es entregado por el fabricante y que se presenta en la figura 3.2.

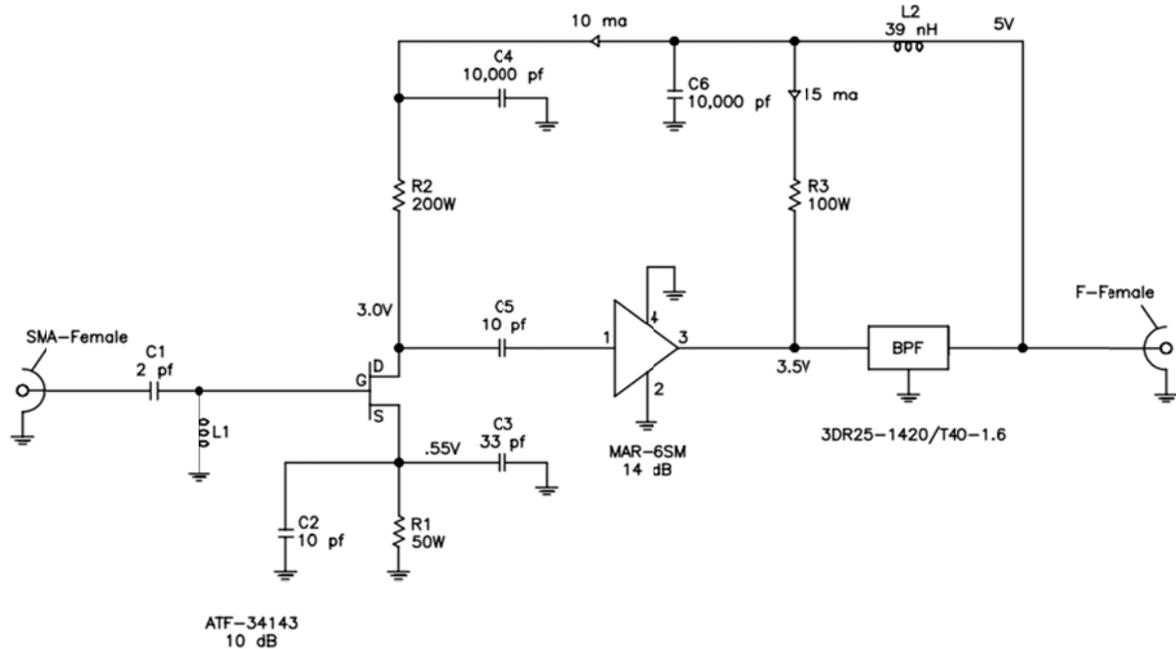


Figura 3.2 Esquemático del amplificador de bajo ruido

Se distinguen dos bloques amplificadores y un filtro pasa bandas (BPF) que está configurado para una frecuencia central de 1420[MHz] con ancho de banda de 40[MHz]. El primer bloque amplificador se realiza utilizando un JFET, que incrementa en 10[dB] la potencia de la señal generando muy poco ruido en el proceso. De esta forma, los niveles de ruido que genera el segundo amplificador tienen menos impacto en la señal, lográndose con este último una amplificación de 14[dB].

La energía que es utilizada para la amplificación es recibida a través del mismo cable coaxial por donde viaja la señal RF, por lo que se hace necesaria la utilización de condensadores e inductancias para extraer la tensión continua de esta línea. La ganancia final del circuito resulta ser de 24dB, mientras que el consumo máximo de esta placa es de 70[mA]. Este es un parámetro importante en el diseño del divisor, ya que a través de él circula la corriente que polariza a estos amplificadores.

3.3. Divisor Semi-Activo

El divisor, corresponde a un circuito electrónico que permite obtener una muestra de la señal para ser utilizada en el proceso de interferometría sin que se vea afectado el sistema de captura original de los radio telescopios. En esta sección se revisan los distintos requerimientos de esta placa junto con el diagrama de bloques que se ajusta a estos requisitos, para finalizar presentando el circuito que fue diseñado en base a este diagrama de bloques.

3.3.1. Diagrama de bloques

De acuerdo al diagrama de bloques de la figura 3.1, una de las salidas del divisor es utilizada por el receptor interferométrico que desplaza en frecuencia las señales capturadas. Este receptor se encuentra ubicado en el 5^{to} piso del DIE, por lo que la señal es transmitida a través de un cable de 75 metros de longitud. Las pérdidas asociadas a esta transmisión resultan ser considerables, por lo que resulta ser necesario el amplificar previamente la señal de forma de compensar estas pérdidas.

La otra salida no requiere de una previa amplificación, puesto que el receptor del SRT se encuentra alojado en el mismo compartimiento que contiene al amplificador de bajo ruido y el divisor semi-activo.

Teniendo en consideración lo anterior, en la figura 3.3 se presenta el diagrama de bloques de este circuito. En el circuito se agregan además filtros pasa bajos y altos para acoplar en el mismo cable por donde se transmite la señal de interés, la polarización del amplificador utilizado en esta placa. También se agrega un regulador para mantener los niveles de tensión que polarizan a este circuito amplificador.

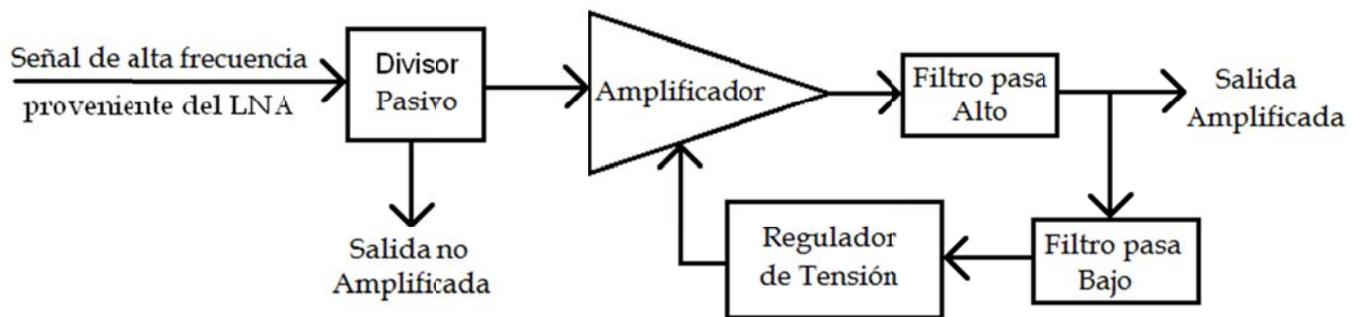


Figura 3.3 Diagrama de bloques del divisor Semi-Activo

El LNA es polarizado mediante una tensión continua suministrada por el receptor del SRT y transmitida por el mismo medio por donde se envía la señal amplificada. Por estas razones, el divisor pasivo de la figura 3.3 debe permitir el paso de la tensión continua proveniente desde el receptor del SRT y a su vez operar con señales del orden de 1420,40575[MHz] que corresponde a la línea espectral del hidrógeno neutro.

Por su parte, el amplificador debe operar con señales de esta misma frecuencia, compensando las pérdidas del cable de transmisión.

A continuación se procede a calcular las pérdidas DC del cable de transmisión, el cual se modela mediante una resistencia en serie a la señal, que simula las pérdidas en la transmisión, y otra en paralelo que se asocia al retorno de la señal. Esto se ejemplifica en la figura 3.4.

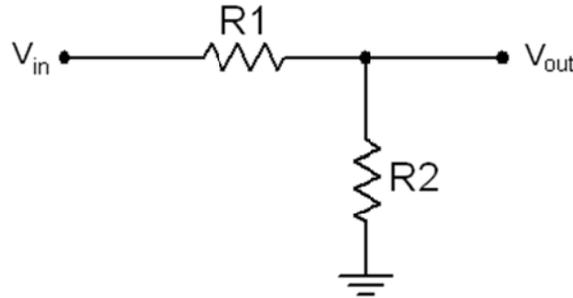


Figura 3.4 Circuito equivalente del cable de transmisión.

Desarrollando el circuito anterior, se obtiene que las pérdidas en tensión y potencia están dadas, respectivamente, por las ecuaciones (3.1) y (3.2), donde I_{out} dependerá del consumo del regulador y del amplificador, y V_{in} corresponde a la tensión que se aplica desde el receptor interferométrico que es de 24[V].

$$\Delta V = V_{in} - V_{out} = \frac{V_{in} + R_2 I_{out}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (3.1)$$

$$P_{perdidas} = \frac{\Delta V^2}{R_1} \quad (3.2)$$

El cable utilizado para estos propósitos corresponde a un LMR400, que presenta ⁽⁷⁾ una resistencia en serie igual a $4,6 \left[\frac{\Omega}{km} \right]$ y en paralelo de $5,4 \left[\frac{\Omega}{km} \right]$, atenuando las señales de 1500[MHz] en $16,8 \left[\frac{dB}{m} \right]$. Considerando que el largo del cable es de 75[m] las resistencias equivalentes de la figura 3.4 resultan ser de:

$$\begin{aligned} R_1 &= 0,345 \text{ } [\Omega] \\ R_2 &= 0,405 \text{ } [\Omega] \end{aligned} \quad (3.3)$$

El regulador se diseña en base al amplificador que se utilice, los que serán especificados en la siguiente sección. Finalmente los filtros pasa altos y bajos se diseñaran de modo de eliminar la componente DC y la de alta frecuencia respectivamente.

3.3.2. Esquemático

En base al diagrama de bloques de la figura 3.3 se confeccionó el circuito presentado en la figura 3.5, en la cual se destacan los distintos bloques presentes en esta placa. Dentro de los cambios que se realizaron del diseño anterior, se agregó un camino

externo al divisor pasivo compuesto de un filtro LCL para transmitir la polarización del LNA. Esta solución se implementó ya que no fue posible encontrar divisores que trabajaran con señales de alta frecuencia y a su vez con tensiones continuas. Se eligió por estas razones un divisor que opera en un rango de frecuencias comprendido desde los 1200[MHz] hasta los 1600[MHz].

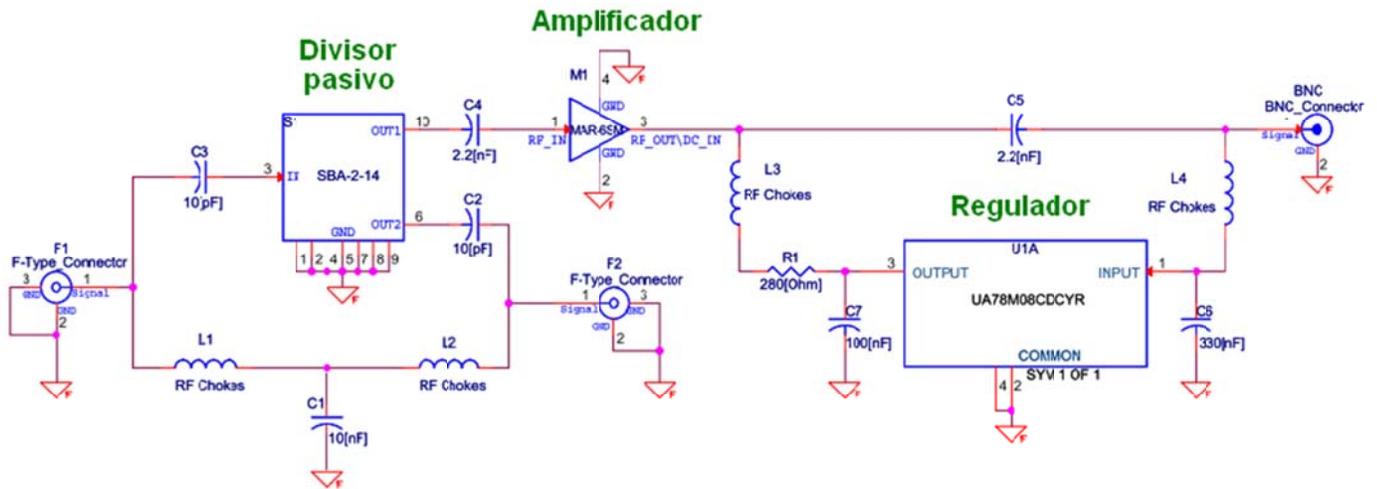


Figura 3.5 Divisor Semi-Activo

Gran parte de los componentes utilizados en este esquemático se encuentran ajustados a $50[\Omega]$, elegidos así por la gran variedad de componentes que trabajan con alta frecuencia que es posible encontrar en el mercado. La otra parte, conformada solo por dos componentes, solo fue posible encontrarlos ajustados a $75[\Omega]$. Estos componentes corresponden a los dos conectores tipo F, uno ubicado a la entrada de la placa y el otro en la salida al receptor del SRT.

Para minimizar los problemas que se presentan entre componentes de distinta impedancia, en el desarrollo del circuito impreso presentado en el capítulo 4, se utilizan algunas de las técnicas de adaptación de impedancias vistas en 2.5.3.

A continuación se dan a conocer algunas de las características más importantes de los componentes utilizados en este circuito:

- El divisor pasivo utilizado se destaca por presentar bajo índice de VSWR en comparación con otros divisores de su misma clase y pérdidas muy cercanas a los 3[dB], valor que corresponde a la pérdida teórica ideal de los divisores de dos puertas.
- Por su parte el amplificador presenta ganancias del orden de los 18[dB] a la frecuencia para la cual se está trabajando, compensando los 12,6[dB] que se estima que serán las pérdidas del cable a dicha frecuencia. Considerando por otro lado un

consumo máximo de 50[mA] del amplificador y 10[mA] por parte del regulador, usando la ecuación (3.1) se determina que las pérdidas de tensión DC del cable son de 11[V]

- Por otro lado, los componentes pasivos presentes entorno del amplificador se utilizaron de acuerdo a la recomendación del fabricante, quien establece la utilización de una resistencia de 280[Ω] en serie a una polarización de 8[V] de forma de tener a su salida los 3,5[V] necesarios para que funcione el amplificador. Los condensadores e inductancias se utilizaron para aislar las distintas tensiones continuas y evitar a su vez fugas de la señal de alta frecuencia.

3.4. Receptor Interferométrico

El receptor interferométrico se encarga de desplazar a una menor frecuencia de oscilación, las señales capturadas por ambas antenas y así facilitar su posterior digitalización. Para realizar este diseño se utilizó la técnica de *Down-conversión* vista en la sección 2.4.1, que permite disminuir los problemas de superposición que se presentan por la banda imagen de la señal.

A continuación se presenta el diagrama de bloques diseñado para el receptor interferométrico, especificándose los requerimientos y características de cada bloque que lo define. Luego se presenta el esquemático del circuito junto con las características de los componentes elegidos para satisfacer los requerimientos de diseño.

3.4.1. Diagrama de Bloques

El proceso de heterodinación que se realiza en este interferómetro es similar al que realiza el receptor del SRT a cada señal por sí sola. La diferencia funcional radica en la utilización de un mismo oscilador local que controle ambos procesos, tal como sale especificado en el diagrama de bloques de la figura 3.6. Por otro lado es importante tener consideraciones físicas en cuanto a las distancias que deben recorrer ambas señales, las cuales se buscan que sean iguales para no aplicar un desfase relativo entre ellas. Esto resulta ser una condición relativamente importante al momento de diseñar el circuito impreso, el cual será revisado en el siguiente capítulo.

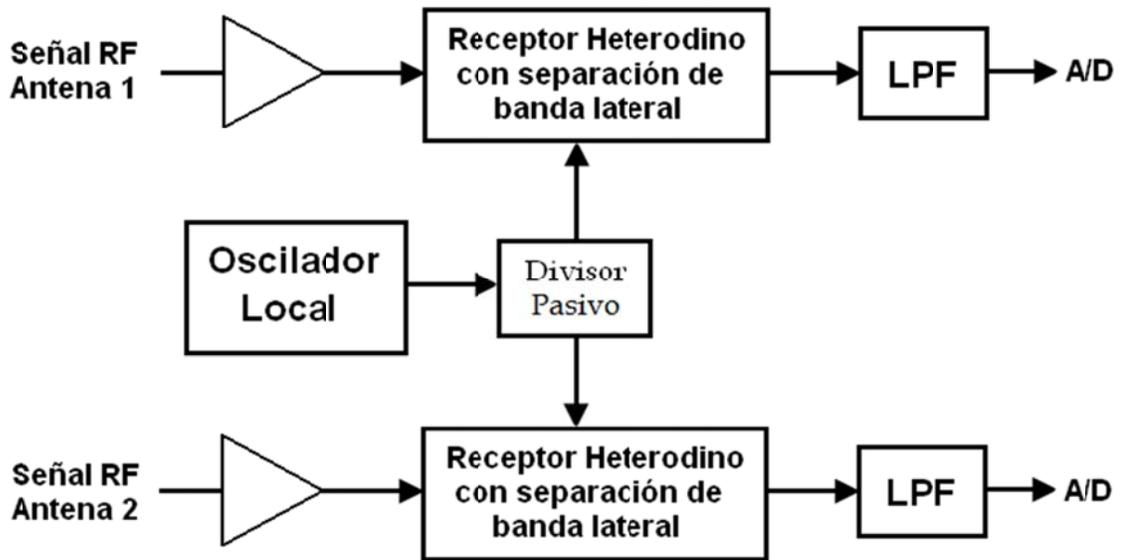


Figura 3.6 Diagrama de bloques del receptor.

Cada señal capturada pasa por un proceso de heterodinación que separa los espectros que se encuentran a una misma distancia del oscilador local trasladándolos en frecuencia, utilizándose para estos propósitos la técnica de heterodinación presentada en la figura 2.15. Luego la señal pasa por un filtro pasa bajos que elimina las componentes de alta frecuencia, limitando de esta forma el espectro de la señal que posteriormente es procesada en una placa digital. El proceso que se realiza para cada señal es resumido en el diagrama de bloques de la figura 3.7.

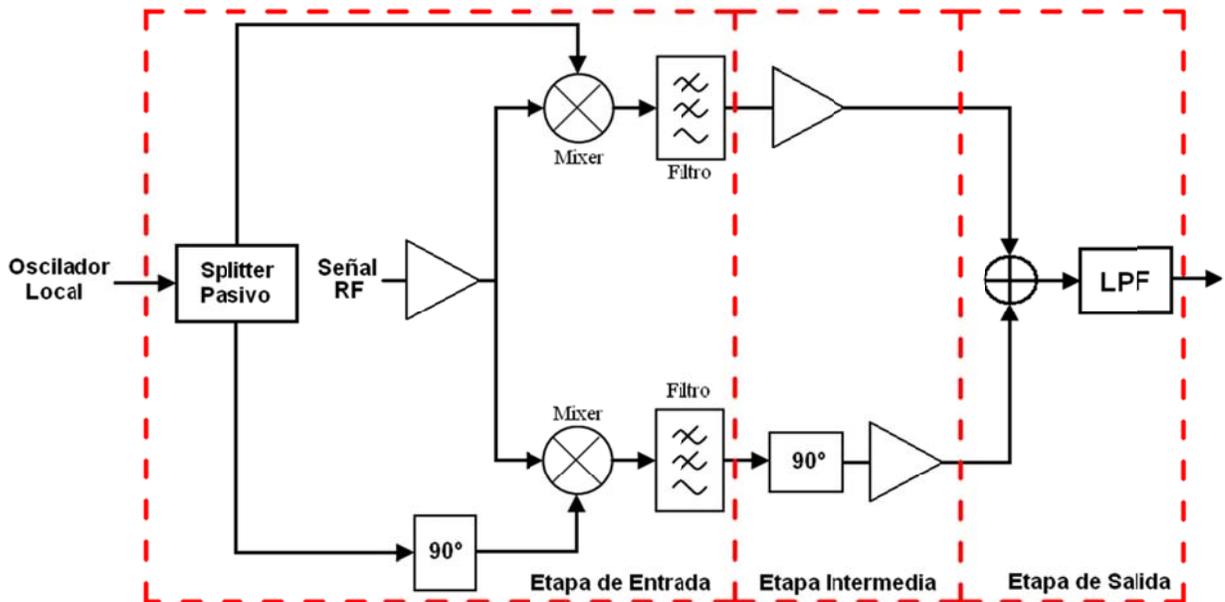


Figura 3.7 Diagrama de bloques modificado del Receptor Heterodino con separación de banda lateral.

Dentro de los cambios que se realizaron a la arquitectura *Hartley* fueron agregados algunos circuitos amplificadores para la señal de alta frecuencia (RF) y para la de frecuencia intermedia (IF) que buscan aumentar de forma gradual los niveles de tensión de la señal que llega al circuito ADC.

El ADC que fue diseñado por otro memorista del DIE que trabaja en el proyecto, realiza 250 mega-muestras por segundo almacenándolas en palabras de 10 bits de largo permitiendo identificar 2^{10} diferentes niveles de tensión. Por otro lado la señal de entrada es diferencial con un valor de voltaje de modo común de 1,4[V] y un rango de voltaje diferencial programable que va desde 0,98 a 1,5[V]. Además presenta un amplificador de entrada regulable con una ganancia máxima de 19[dB].

El rango de voltaje diferencial en conjunto al ancho de la palabra que se digitaliza, determina la tensión mínima que el ADC es capaz de identificar, siendo este valor netamente dependiente de la configuración interna que se le realice. La más mínima sensibilidad corresponde a:

$$\frac{0,98}{2^{10}} \approx 1[mV]$$

Implicando a su vez que la tensión máxima que es posible digitalizar para este caso sea de 0,98[V], y que deberá corresponder al caso en el que se observe directamente al sol, siendo este el objeto astronómico que mayor cantidad de energía radia sobre la tierra y del cual es posible obtener la mayor cantidad de potencia en el rango de frecuencia en el cual se está trabajando. Para determinar de forma teórica la cantidad de energía que es capturada por estas antenas al apuntar al sol, se hace uso de la expresión (2.11). Para ello es necesario conocer la intensidad de brillo del sol, su ángulo sólido, el patrón de radiación de la antena y su abertura, los que son especificados y calculados a continuación.

Se sabe que el sol presenta una temperatura de cuerpo negro de aproximadamente 5.800[°K], pero que ve incrementado fuertemente en la banda de radio, llegando a tener temperaturas de hasta 100.000[°K]. Utilizando la ley de *Rayleigh-Jeans* vista en la expresión (2.3), se obtiene que la intensidad de brillo del sol a la longitud de onda del hidrógeno, que es aproximadamente 21,106[cm], es de $1,309 \cdot 10^{-17} \left[\frac{W}{m^2 rad^2 Hz} \right]$

Por otro lado, el sol describe una circunferencia con un ángulo sólido máximo de 0,543233°; mientras que el *Beamwidth* de las antenas es de $7^{(10)}$, capturando en su totalidad y con la máxima ganancia posible, la radiación que el sol emite en esta banda de frecuencias.

De la expresión (2.9) se tiene que la abertura de la antena depende directamente de su directividad, la que a su vez es muy parecida a la ganancia máxima (G_{\max}) de esta. Colocándose en el caso en el que la directividad y la ganancia de la antena son iguales, se obtiene la abertura reemplazando en la ecuación (2.9) el D_{\max} por G_{\max} dado en la expresión (2.7), obteniéndose la siguiente relación simplificada:

$$A_e = \frac{\pi}{4} D^2 \quad (3.4)$$

Por lo que para determinar la abertura de la antena basta con conocer el diámetro del reflector de la antena, el cual es de 2,3[m], obteniéndose así una la abertura efectiva de 4,155[m²].

Por último, el diferencial de superficie $d\Omega$ que describe el ángulo sólido del sol, corresponde en coordenadas esféricas a:

$$d\Omega = \text{sen}(\theta) d\theta d\phi$$

Reemplazando estos valores en la expresión (2.11), y considerando como límites de integración para θ desde 0° hasta el radio de la circunferencia del sol, y ϕ desde 0° hasta 360°, se tiene que la potencia capturada en decibeles para una banda de 1,5[MHz] es de:

$$-108,66[\text{dBm}] \quad (3.5)$$

Ahora usando esta última expresión, y considerando tanto las ganancias del circuito LNA, divisor semi-activo, amplificador del ADC y también las pérdidas del cable de transmisión, se puede determinar una ganancia para este receptor que permita obtener una tensión de entrada al ADC que sea del orden de los 0,9[V_{pp}]. Este problema se resume en la figura 3.8 donde se presentan los distintos bloques que componen al sistema con sus respectivas ganancias y pérdidas.

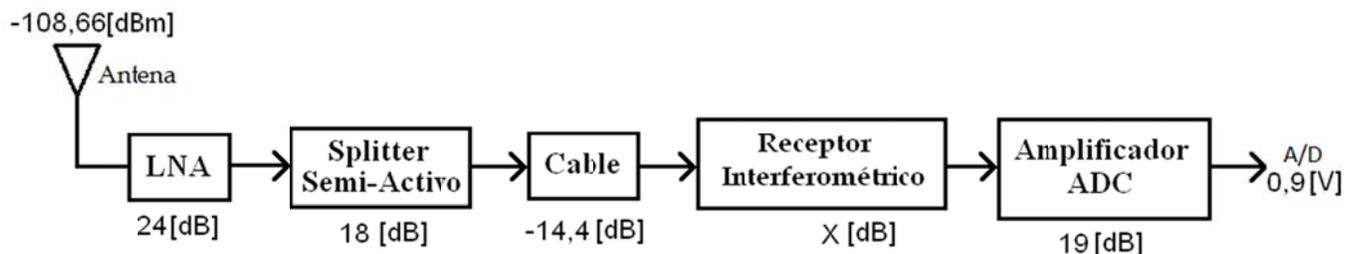


Figura 3.8 Ganancias y pérdidas del sistema por antena.

Para las antenas, el sistema de adquisición que se encuentra conectado en sus terminales, es equivalente a una resistencia de valor igual a la impedancia característica de los componentes que lo conforman y que en este caso corresponde a 50[Ω].

De esta forma es posible determinar la tensión que se genera en los terminales de la antena, asumiendo que la potencia capturada se consume en una única resistencia de $50[\Omega]$, obteniéndose así una tensión de entrada de $825,1[\text{nV}_{\text{pp}}]$. La ganancia efectiva existente entre los bornes de la antena y la entrada al receptor interferométrico es de $27,6[\text{dB}]$, por lo que la señal es amplificada llegando a tener unos $19,79[\mu\text{V}_{\text{pp}}]$.

Analizando desde el otro lado del problema, para generar a la entrada del ADC una señal de $0,9[\text{V}_{\text{pp}}]$ pasando por su amplificador, la salida del receptor interferométrico debe ser del orden de los $100[\text{mV}_{\text{pp}}]$, lo que se logra con una ganancia del receptor de $74,07[\text{dB}]$. De esta manera se tiene que la ganancia final que debe presentar el circuito receptor debe ser mayor de $74[\text{dB}]$ de forma de poder regular con el amplificador del ADC la tensión máxima de la señal que es capturada desde el sol.

El ADC debe tomar muchas muestras por unidad de longitud de onda de la señal para obtener una buena resolución de la fase de estas. Esto es necesario para corregir digitalmente el desfase eléctrico de las señales, que se presenta producto de las condiciones geométricas a las que están dispuestas las antenas. Teniendo esto en consideración, y la necesidad de limpiar la región del espectro que no es de interés (que será definida en la sección 3.4.2), se coloca a la salida de este receptor un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte en $10[\text{MHz}]$. Así, la en el mínimo de los casos, se tendrá una resolución de 25 muestras por longitud de onda de la señal.

Lo anterior también define una distancia máxima en frecuencia a la cual puede estar operando el oscilador local de la línea espectral que se desea procesar, ya que esta distancia define la frecuencia central de la IF. La línea espectral del hidrógeno se manifiesta exactamente en los $1420,40575[\text{MHz}]$, presentando un ancho de banda que no supera los $400[\text{kHz}]$, por lo que el oscilador local no debe estar operando a menos de $1411[\text{MHz}]$ ni a más de $1430[\text{MHz}]$. El rango específico depende directamente del espectro que se desee obtener (USB o LSB) y de la capacidad de generar los desfase en 90° que son utilizados en este diseño, siendo estos revisados en detalle en la siguiente sección.

Existen además otros dos requerimientos para esta placa que aún no han sido mencionado y que corresponde a la incorporación de puntos de prueba que permitan visualizar externamente la IF y la señal generada por el oscilador local; y la necesidad de transmitir la tensión continua que polariza el amplificador de la placa del divisor semi-activo.

3.4.2. Esquemático

A continuación se explicarán los diferentes componentes eléctricos que conforman al receptor interferométrico, el que fue diseñado tomándose como base los diagramas de bloques de las figuras 3.6 y 3.7. Dada la simetría que presenta esta configuración con respecto al manejo de cada una de las señales utilizadas para la interferometría, sólo se procede a especificar la configuración utilizada para una de estas señales, siendo análoga a la utilizada para la señal capturada por la otra antena.

A modo de mejorar la comprensión del circuito, se procede a explicar por partes su configuración. Además de las 3 etapas ya indicadas en la figura 3.7, se revisa también el diseño y las características del oscilador local utilizado y los reguladores que abastecen de tensión continua a toda la placa.

a) Etapa de Entrada

En esta etapa se realiza los procesos de mezcla entre la señal RF y la señal del oscilador local en fase y cuadratura. El circuito diseñado para estos propósitos se presenta en la figura 3.9, donde se puede observar el amplificador de RF y un circuito integrado demodulador que internamente realiza los procesos de desfase y mezcla.

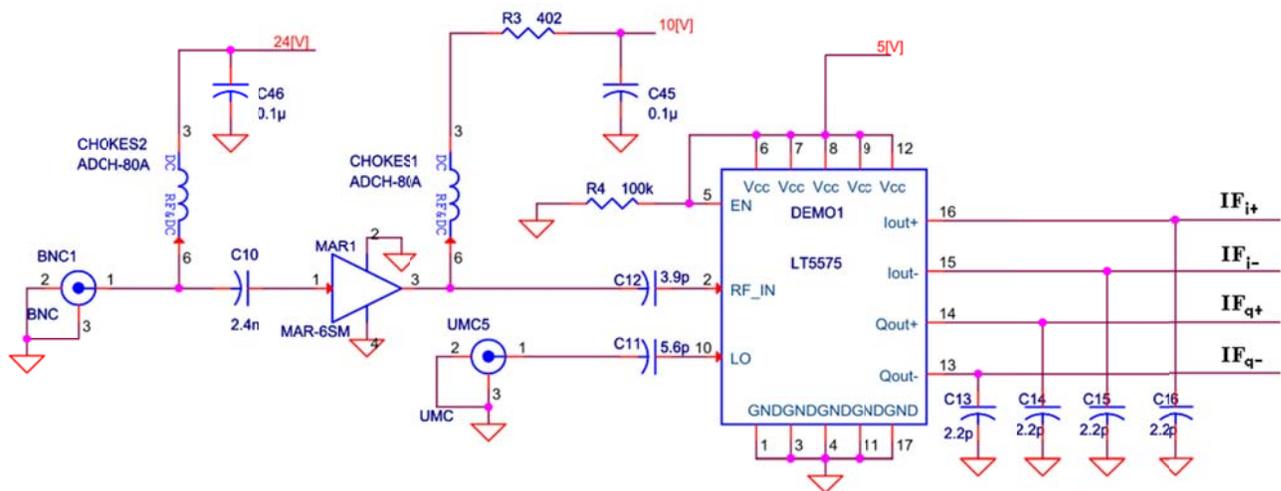


Figura 3.9 Esquemático de conexiones de la etapa de entrada del receptor Interferométrico.

El amplificador utilizado a la entrada de esta etapa, corresponde al mismo amplificador utilizado en la placa del divisor semi-activo, el cual trabaja con señales de hasta 2[GHz] presentando una ganancia cercana a los 18[dB] en la banda del hidrógeno. A la salida del amplificador se encuentra en paralelo un filtro LC que permite polarizar al amplificador sin que se presenten fugas de la señal hacia la fuente. Este mismo

principio se utiliza a la entrada del receptor, donde mediante este mismo tipo filtro se acopla a la línea de transmisión la tensión continua que alimenta a la placa del divisor.

Luego del amplificador se encuentra el demodulador *LT5575* ⁽⁸⁾. Este circuito integrado internamente transforma la señal del oscilador local y la RF en señales diferenciales, mezclándolas en fase y cuadratura tal como sale representado en el diagrama de bloques de la figura 3.10. Cabe destacar que sus salidas son señales diferenciales, lo que afecta al diseño de las siguientes etapas del circuito.

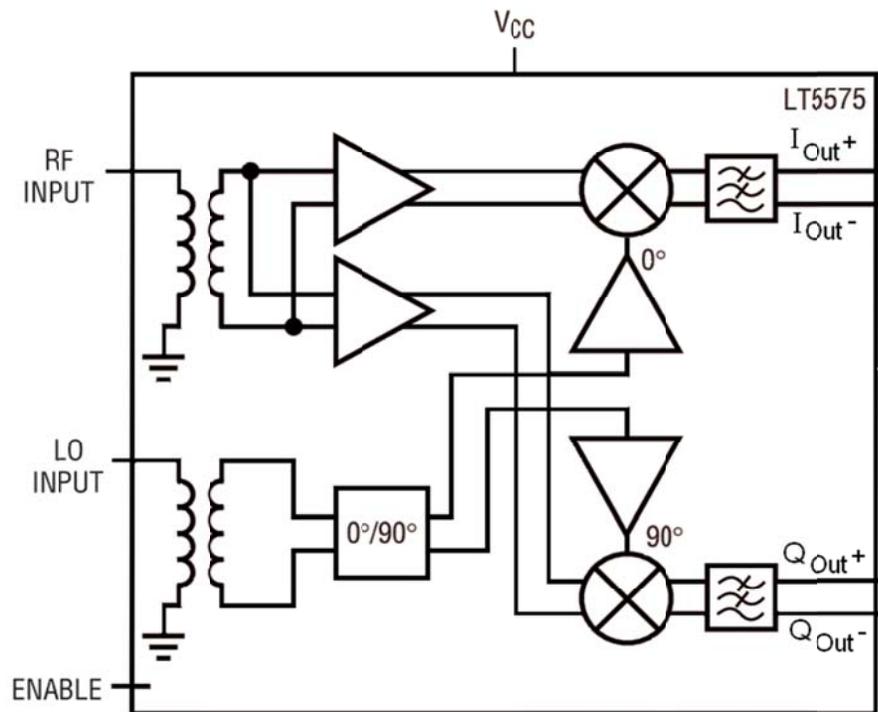


Figura 3.10 Diagrama de bloques del demodulador *LT5575* ⁽⁸⁾.

Dentro de las características más importantes de este demodulador se destaca el amplio rango de frecuencias en el cual puede operar aunque no se modo simultaneo, pues se ve limitado por la utilización de condensadores externos fijos de sintonización. Esto se explica gráficamente en la figura 3.11, en donde las distintas curvas corresponden a la reflexión para distintos valores de condensadores de entrada, siendo C_{11} un condensador en serie a la entrada y C_{10} un condensador a tierra. De esta forma, para mejorar el acoplamiento del demodulador en el rango de frecuencias donde se encuentra ubicado el espectro del hidrógeno, basta con colocar un condensador en serie a la señal de valor 3,9[pF] sin utilizar el condensador a tierra, configuración que presenta una respuesta aceptable en el rango de frecuencias comprendido desde 1,3[GHz] hasta 1,8[GHz].

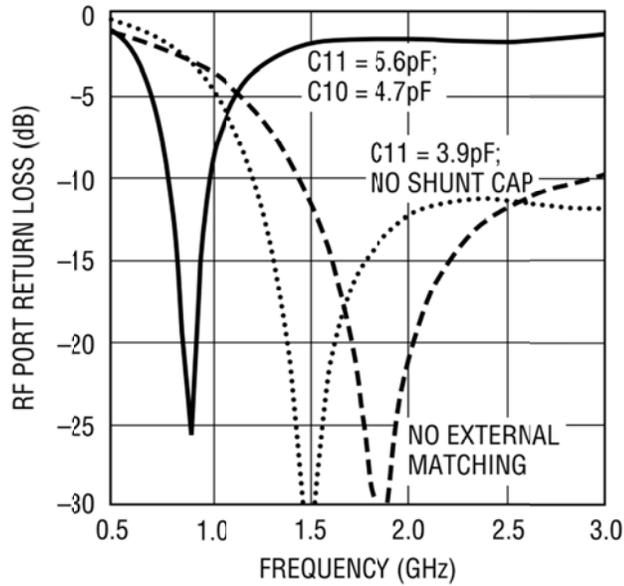


Figura 3.11 Perdidas de retorno de la RF en el demodulador.

Caso similar resulta ser la adaptación de la señal del oscilador local, al que se le agrego en serie un condensador de 5,6[pF] tal como sale representado en el esquemático de la figura 3.9. La ganancia esperada de este dispositivo es cercana a los 4[dB].

b) Etapa Intermedia

En esta etapa se realiza el desfase de 90° relativos entre las dos señales de salida del demodulador. En la figura 3.12 se presenta el circuito que fue diseñado para estos propósitos, el cual está compuesto de dos módulos amplificadores y un filtro pasa todo (*All Pass Filter*) de ganancia unitaria quien aplica el desfase relativo entre ambas señales.

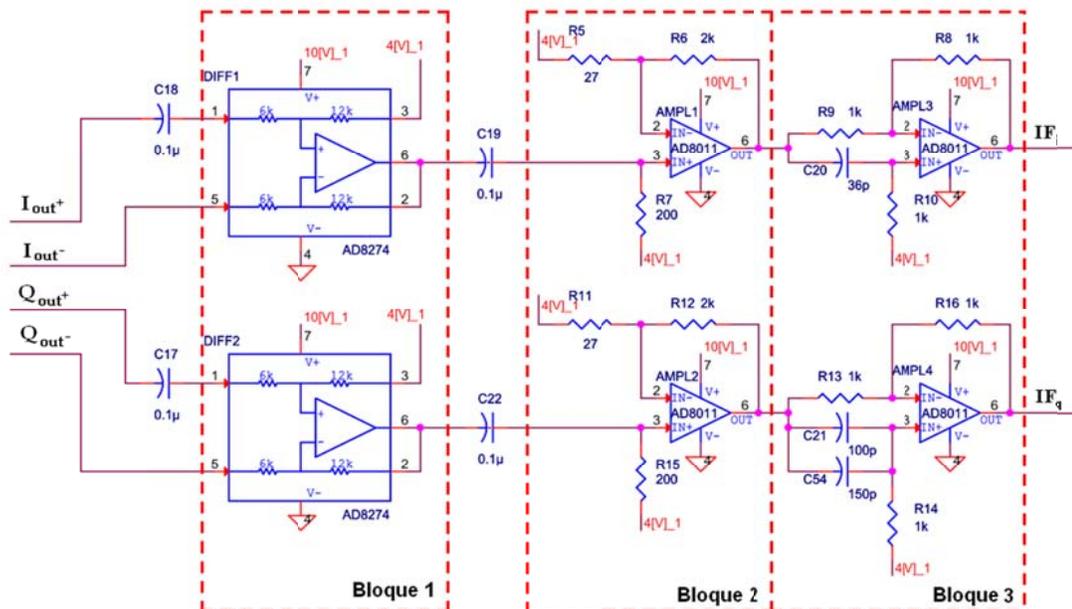


Figura 3.12 Esquemático de conexiones de la etapa intermedia del receptor Interferométrico.

El primer módulo corresponde a un amplificador diferencial que se utiliza para transformar las señales diferenciales del bloque anterior, en señales referenciadas a tierra. El diseño de este amplificador se realizó tomando como referencia las configuraciones recomendadas por el fabricante lográndose una ganancia de 6[db].

Para seguir aumentando la ganancia del receptor, se incorpora el segundo bloque que corresponde a un amplificador operacional (OPAMP) que responde a la función de transferencia expresada en (3.6) donde los parámetros siguen la numeración indicada para el amplificador inferior del esquemático de la figura 3.12.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}} \quad (3.6)$$

Reemplazando los valores de las resistencias se tiene que la ganancia de este bloque es cercana a los 37[db], lo que es corroborado mediante un análisis computacional realizado en *Multisim*, que es presentado en el gráfico 3.1.

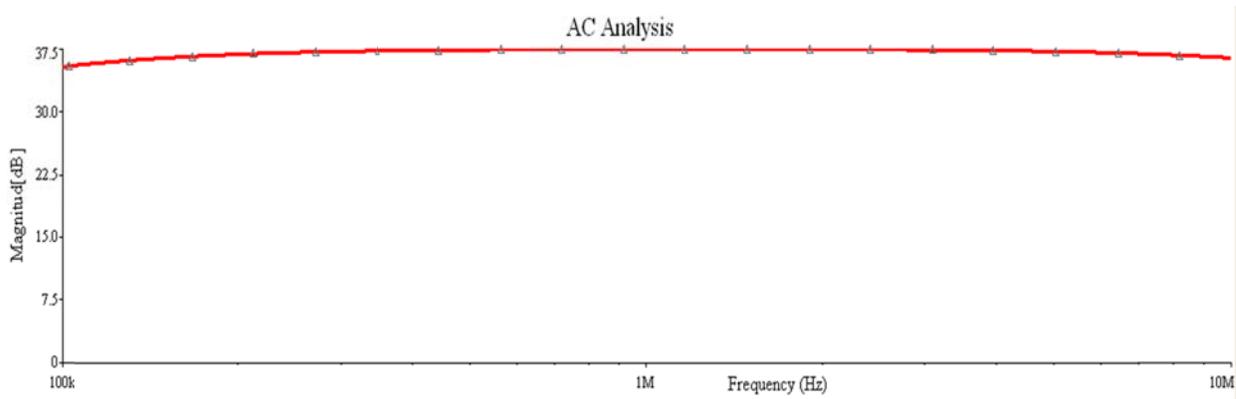


Gráfico 3.1: Ganancia del amplificador del bloque 2.

Cabe destacar que para omitir la polarización con voltajes negativos, se eleva la IF en torno a 4[V] de forma de que los amplificadores no se saturen en los valores negativos de la señal, por lo que se hace necesario incorporar entre los bloques, condensadores en serie a la señal que impida el flujo de corriente continua entre estos mismos.

El último bloque de esta etapa corresponde a un amplificador pasa todo, el cual, tal como lo indica su nombre, no elimina ni aumenta la ganancia de ninguna frecuencia en particular, afectando sólo a la fase de las señales. Este tipo de amplificadores responde a la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-1 + s \cdot C \cdot R}{1 + s \cdot C \cdot R} \quad (3.7)$$

Donde, siguiendo la numeración impuesta en el esquemático, R y C corresponden a: $R = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{13} = R_{14} = R_{16}$ y $C = C_{20}$ que es igual a C_{21} en paralelo a C_{54} .

En el espacio de las frecuencias, es decir donde $S=j\omega$, se observa que la ganancia del circuito es 1, mientras que la fase viene dada por la expresión (3.8).

$$\angle H(j\omega) = 180^\circ - 2 \tan(\omega \cdot C \cdot R) \quad (3.8)$$

La arquitectura utilizada en el diseño requiere que las salidas de los *All Pass Filter* se encuentren desfasadas de 90° . Restando estos desfases se obtiene la relación (3.9), donde para ambos casos el valor de la resistencia se comparte diferenciándose únicamente en el valor de los condensadores.

$$\angle \Delta H(j\omega) = 2 \tan^{-1} \left[\frac{\omega \cdot R(C_2 - C_1)}{1 + \omega^2 R^2 C_1 C_2} \right] \quad (3.9)$$

La expresión anterior corresponde gráficamente a una parábola invertida, por lo que es posible encontrar dos frecuencias en la cual el desfase es igual a 90° , y que están dadas por la siguiente ecuación:

$$\frac{C_2 - C_1 + \sqrt{C_2^2 - 6C_1 C_2 + C_1^2}}{2C_1 C_2 R}; \frac{C_2 - C_1 - \sqrt{C_2^2 - 6C_1 C_2 + C_1^2}}{2C_1 C_2 R} \quad (3.10)$$

Es de especial interés el determinar el máximo valor del desfase aplicado como función de los parámetros de los filtros, ya que de esta forma es posible imponer un desfase máximo que sea aceptable para realizar la separación de banda lateral. Los puntos determinados en (3.10) definirán un rango de frecuencias donde el desfase aplicado a las señales es válida para la arquitectura utilizada, esto pues entre estos dos puntos el desfase se incrementa no superando el máximo valor que es impuesto a continuación.

El máximo valor del desfase se obtiene igualando a cero la derivada de la expresión (3.9) obteniéndose así, el punto y el valor máximo expresados en (3.11) y (3.12) respectivamente.

$$\omega_{max} = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R}} \quad (3.11)$$

$$\angle \Delta H_{max}(j\omega_{max}) = 2 \tan^{-1} \left[\frac{C_2 - C_1}{2\sqrt{C_1 C_2}} \right] \quad (3.12)$$

Imponiendo un máximo desfase de 96° y un rango de frecuencia de 1,5[MHz], las expresiones (3.10) y (3.12) permiten obtener las siguientes relaciones:

$$C_1 = \frac{37,0949}{R} [nF]; C_2 = \frac{251,7439}{R} [nF] \quad (3.13)$$

Tomando una resistencia de 1[k Ω] el valor aproximado de los condensadores es de 36[pF] y 250[pF]. Estos valores corresponden a los condensadores C20 y C21 en paralelo

a C54 que salen presentados en la figura 3.12. El cálculo anterior se puede corroborar simulando en *Multisim* de la división de las señales de salida $\left(\frac{IF_i}{IF_q}\right)$. El resultado de este análisis se presenta en el gráfico 3.2, donde se observa que el máximo desfase de las señales es levemente inferior a 96° . Ahora, si se toma un error máximo de desfase de 6° , el rango de frecuencias para el cual el desfase de las señales es aceptable aumenta de 1,5[MHz] a 2,3[MHz], ubicado entre 850[kHz] y 3,15[MHz].

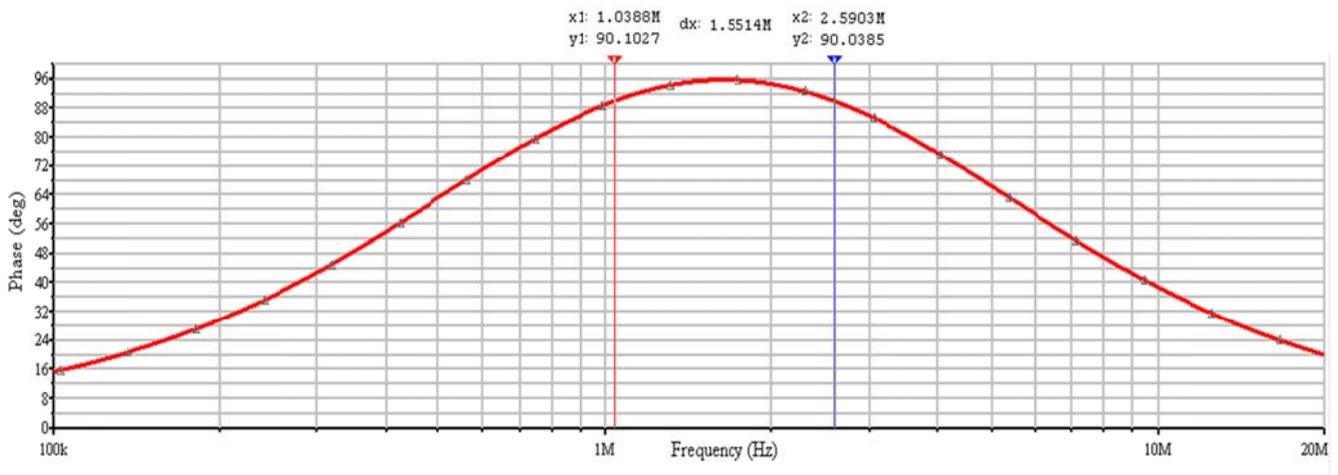


Gráfico 3.2: Diferencia de fase de IF_i con respecto a IF_q .

Por lo anterior es que el oscilador local debe operar en un rango de frecuencias que permita desplazar a la señal en estudio al rango de frecuencias indicado anteriormente. La estructura utilizada permite obtener la banda LSB del espectro, por lo que el oscilador local debe poseer una frecuencia superior al espectro del hidrogeno. De esta forma se tiene que el rango de operación del oscilador local va desde los 1421,06[MHz] hasta los 1423,75[MHz].

c) Etapa de Salida

En esta última etapa, las señales que se encuentran en cuadratura son sumadas y adaptadas según los requerimientos de la placa ADC, para lo cual primero se eliminan las componentes de alta frecuencia con un filtro pasa bajos activo con frecuencia de corte en 10[MHz], y luego es transformada en una señal diferencial.

En la figura 3.13 se presenta el circuito diseñado para realizar este proceso. El primer OPAMP presente en este esquemático, se encuentra configurado de forma que sume las señales y luego la filtre, aplicando una ganancia de 16[dB] en el proceso. El segundo amplificador es el encargado de generar las señales diferenciales, para el cual se utilizó el diseño recomendado por el fabricante presentando una ganancia unitaria.

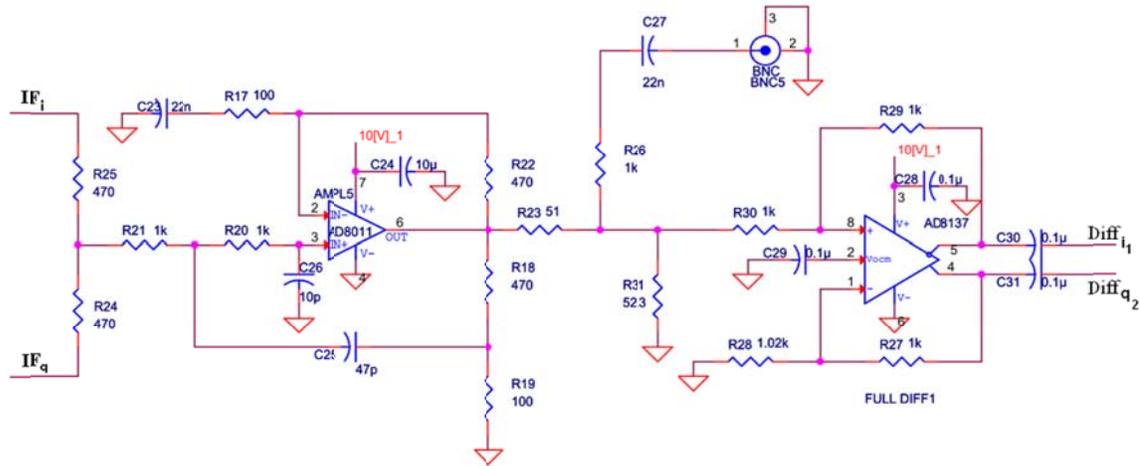


Figura 3.13 Esquemático de conexiones de la etapa de salida del receptor interferométrico.

El filtro utilizado corresponde a un filtro pasa bajos de segundo orden donde la frecuencia de corte viene dada por la expresión (3.14), valor que se ve corroborado analizando en *Multisim* la respuesta en frecuencia del filtro, obteniéndose el gráfico 3.3. Se aprecia que la ganancia máxima es de 16[dB] siendo levemente inferior en el rango en donde se presenta el espectro de interés.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{20}R_{21}C_{25}C_{26}}} \approx 7340[\text{MHz}] \quad (3.14)$$

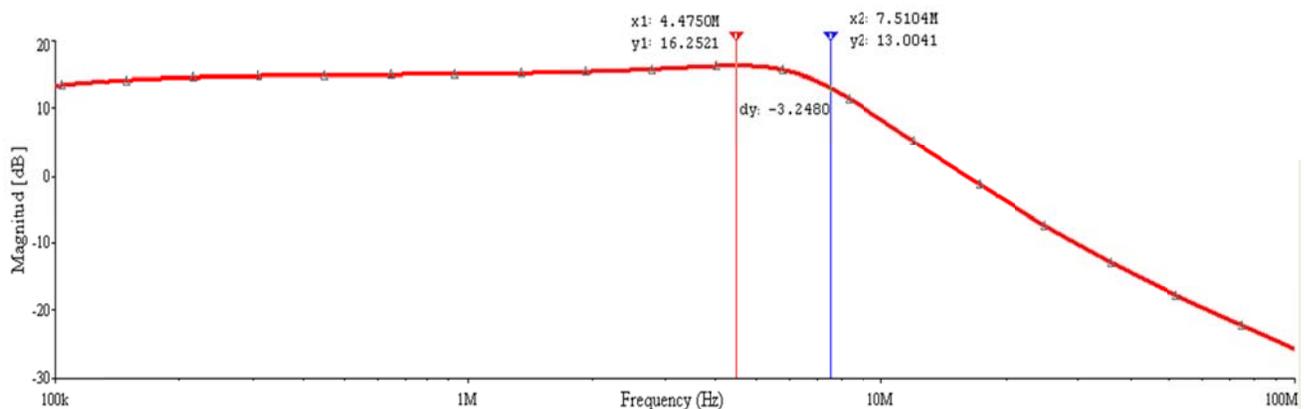


Gráfico 3.3: Respuesta en frecuencia del filtro de salida.

Además de los componentes ya descritos, a la salida del filtro pasa bajos se incorpora una salida por un conector BNC que permite visualizar el estado de la señal IF con un osciloscopio o un analizador de espectros, de forma de verificar el correcto funcionamiento del receptor.

Es importante destacar que las distintas ganancias vistas hasta ahora suman 80[dB], lo que es bastante superior a lo determinado en el diagrama de bloques del

receptor, por lo que no va a ser necesario que el amplificador del ADC opere a su máxima ganancia cuando se observa directamente al sol.

d) Oscilador Local

El esquemático de esta etapa se presenta en la figura 3.14. La señal del oscilador local es generada por el circuito integrado *DSN-2520A* ⁽⁹⁾. A su salida se acopla un divisor pasivo de 4 salidas en fase, siendo dos de estas utilizadas por los demoduladores de la etapa de entrada para realizar el proceso de heterodinación; y las otras dos como puntos de pruebas que permitan visualizar externamente la señal que es generada por este circuito.

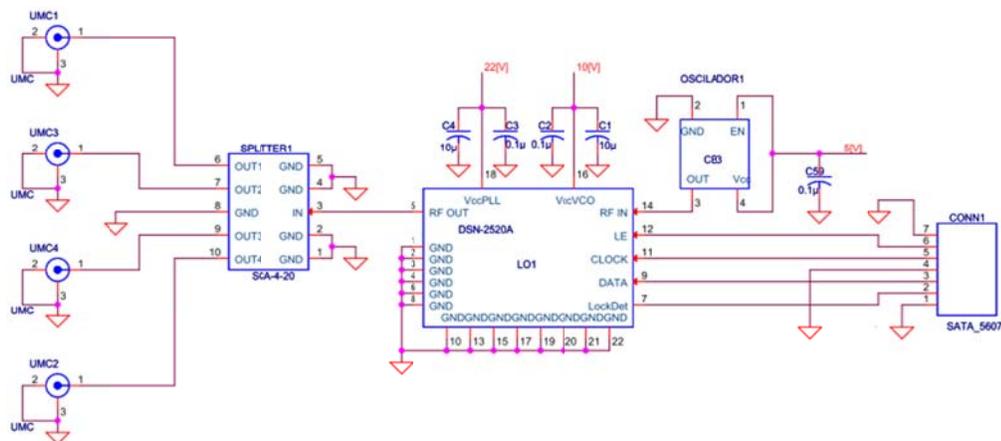


Figura 3.14 Esquemático de conexiones del oscilador local del receptor interferométrico.

El *DSN-2520A* necesita para funcionar una señal de entrada periódica que oscile en 20[MHz], la que en este diseño es generada por un circuito integrado oscilador (*CB3* en el esquemático) que sólo necesita de una polarización continua de 5[V] para funcionar. De esta forma el circuito se sincroniza con esta señal, generando a su salida una sinusoidal de frecuencia controlable, que es programable dentro del rango de frecuencia: 1120[MHz] a 2520[MHz] mediante una comunicación serial. En la imagen 3.16 se presenta en diagrama de bloques que describe el funcionamiento interno de este circuito integrado, destacándose la presencia de un PLL y un oscilador controlado por voltaje (VCO).

El PLL es el principal responsable de modificar la frecuencia de oscilación, mediante una comunicación serial almacena internamente en sus registros los valores que le permiten calcular la señal de control del VCO de forma que este genere una señal de salida periódica y estable. Los valores controlables son el parámetro R y N que afectan a la frecuencia de oscilación del oscilador local según la ecuación (3.15) donde f_{ref} corresponde a la frecuencia del oscilador externo.

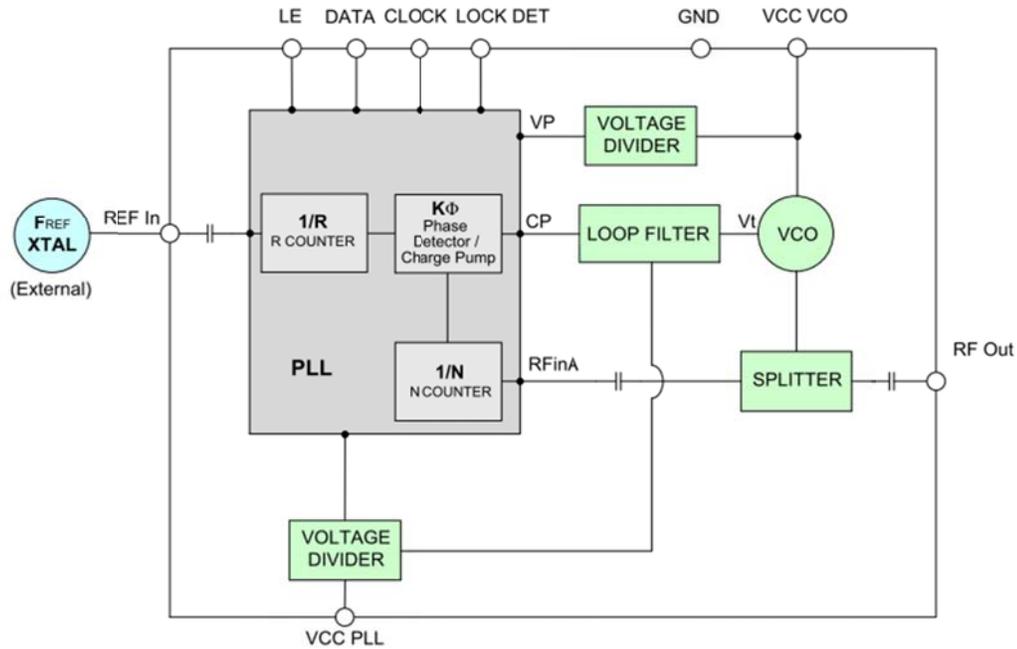


Figura 3.15 Diagrama de bloques del Oscilador Local.

$$f_{VCO} = \frac{N}{R} f_{REF} \quad (3.15)$$

Además fue necesario incorporar a las salidas del divisor micro-conectores (UMC) para transmitir mediante micro-cables las señales del oscilador local a distintas parte de la placa, esto porque no era posible el realizar su enrutamiento sin afectar a las pistas por donde se transmite la señal de interés.

e) Reguladores

Dentro de este circuito se trabaja con 5 diferentes tensiones: 4[V], 5[V], 10[V], 22[V] y 24[V], que son utilizadas por 7 diferentes componentes. Los 4[V] son utilizados únicamente para elevar la tensión de operación de la señal recibida, por lo que el consumo en dicha tensión se puede considerar nulo, ya que los amplificadores idealmente no consumen corriente por sus entradas; mientras que la tensión de 24[V] es utilizada para suministrar corriente a la placa del divisor semi-activo, la cual presenta un consumo no mayor a 60[mA].

Dos de los 7 componentes trabajan con una polarización de 5[V], que corresponden al demodulador y al oscilador. Respectivamente estos componentes presentan un consumo máximo de 155[mA] y 25[mA].

Todos los amplificadores operacionales utilizados se polarizan con 10[V]. El AD8011 presenta un consumo típico de 1,3[mA], el AD8274 consume unos 2,6[mA] y el AD8137 unos 3,6[mA].

Además se tiene que el integrado del oscilador local trabaja con 2 polarizaciones, siendo una de ellas de 10[V], de la cual consume unos 80[mA], y la otra de 22[V], consumiendo unos 24[mA].

De esta forma, teniendo en cuenta la presencia de dos receptores heterodinos controlados por el mismo oscilador local, la corriente máxima consumida por cada tensión resulta ser de:

- 5[V] : 335[mA]
- 10[V]: 210,6[mA]
- 22[V]: 24[mA]
- Salida de 24[V] hacia la placa del divisor: 60[mA]

Por lo anterior es que se requiere de una fuente externa de 24[V] que sea capaz de abastecer hasta con 1[A] a la placa. En el diseño del circuito se utilizaron 2 reguladores que fijan la tensión en 5 y 10[V] con la capacidad de transmitir hasta 1[A] a sus consumos, mientras que para generar los 4 y 22[V] se realizaron divisores de tensión acordes a los consumos estimados de los circuitos. En la figura 3.16 se presenta el esquemático del circuito diseñado para abastecer de energía a los distintos componentes presentes en el receptor interferométrico, donde es posible observar a su vez de la presencia de testigos LED que permiten verificar de forma visual la existencia de tensión después de los reguladores.

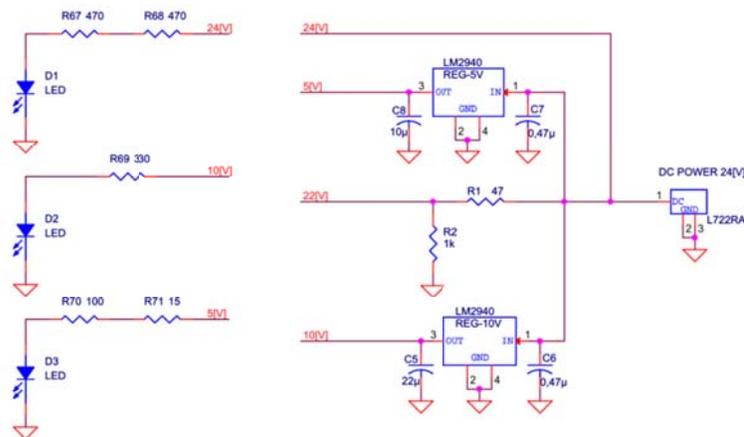


Figura 3.16 Reguladores de voltaje del receptor interferométrico.

Capítulo 4

Diseño de los Circuitos Impresos

A continuación se revisa el diseño realizado para la elaboración de las placas de los circuitos descritos en el capítulo 3. No es trivial el diseñar las líneas por donde se transmiten las señales de alta frecuencia, ya que se presentan fenómenos parásitos que tienden a distorsionar las señales. En este capítulo se implementarán muchas de las técnicas vistas en el capítulo 2 para enfrentar estos problemas.

En el anexo B se presenta la distribución de los componentes que conforman a estas placas, y además los planos superiores e inferiores que se diseñaron para el enrutamiento de las señales.

4.1. Divisor Semi-Activo

Dentro de las estrategias de enrutamiento vistas en el capítulo 2, en el diseño de este circuito impreso se utilizó la estructura *microcinta* para transmitir las señales capturadas por las antenas; también fue necesario emplear técnicas de ajuste de impedancias para resolver los problemas de desacoples existentes entre los conectores tipo 'F' con la entrada y salida del *divisor* pasivo utilizado, los que se encuentran ajustados respectivamente a $75[\Omega]$ y $50[\Omega]$. Además fue necesario modificar la dirección de una de las salidas del *divisor*, ya que las dimensiones de las pistas y la presencia de algunos componentes imposibilitaban la transmisión en línea recta de la señal que se transmite al receptor del SRT. Estas y otras consideraciones realizadas son revisadas con mayor detalle a continuación.

La placa para la cual fue realizado el diseño presenta una permitividad de $4,5[F/m]$, con un grosor del dieléctrico de $1,5[mm]$ y dos láminas de cobre de espesor $35[\mu m]$. Utilizando estos parámetros en las expresiones (2.19) se tiene que el ancho de la pista que presenta una impedancia característica de $50[\Omega]$ y $75[\Omega]$ resultan ser de $2,78[mm]$ y $1,27[mm]$ respectivamente.

Las líneas de transmisión que se ajustan a $50[\Omega]$ presentan un ancho de pista que es mayor al ancho del dieléctrico. Caso contrario resultan ser las pistas ajustadas a $75[\Omega]$, las cuales presentan un ancho de pista que es inferior al ancho del dieléctrico. Por estas razones, la permitividad efectiva en cada caso será diferente.

Las líneas ajustadas a $50[\Omega]$ presentan una permitividad efectiva de $3,39[F/m]$, mientras que las diseñadas para $75[\Omega]$ tienen un valor igual a $3,20[F/m]$. Reemplazando

estas expresiones en la ecuación (2.22) se tiene que la longitud de onda respectiva para cada línea de transmisión es de 11,47[cm] y 11,80[cm].

La existencia de un desajuste de impedancias existente entre los conectores tipo 'F' y el divisor pasivo, ocasiona que sea necesario aplicar técnicas de adaptación de impedancias, como las vistas en el capítulo 2, donde las distancias de las pistas no puedan ser inferiores a $\lambda/20$. Esta expresión fue presentada en la sección 2.51 y corresponde al largo máximo para el cual las distorsiones asociadas al desajuste de impedancias son aún despreciables.

El primer componente que interacciona con la señal proveniente desde la antena corresponde, según el esquemático de la figura 3.5, a un conector tipo 'F' que se conecta mediante un condensador al divisor pasivo. El enrutamiento realizado se presenta en la figura 4.1 donde no fue necesario aplicar las técnicas para adaptar impedancias entre el conector F1 y el divisor S1, ya que la línea que transmite la señal presenta un largo aproximado de 5[mm] que es inferior a $\lambda/20 = 5,9[mm]$ siendo este el caso de una línea de transmisión ajustada a 75[Ω].

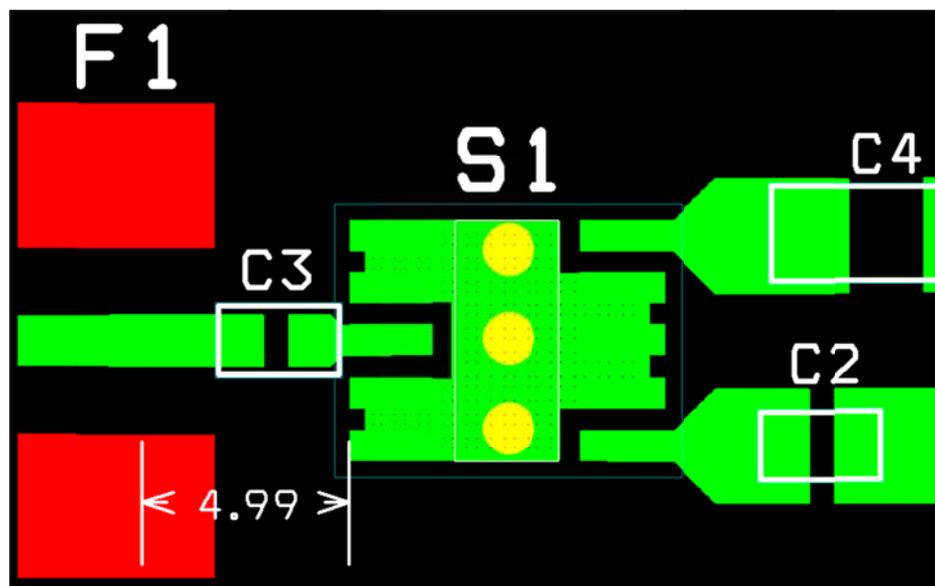


Figura 4.1 Entrada del divisor semi-activo.

Debajo del divisor se acopló un plano que se conecta mediante vías a tierra, de forma de distribuir mejor el retorno de la señal. Las salidas del divisor se realizaron haciendo uso de la técnica de adaptación de impedancias vista en la figura 2.29, que en este caso no se utiliza con dichos fines sino como una técnica para acoplar pistas de distinto tamaño que minimizan los efectos inductivos parásitos que suelen presentarse entre pistas de distinto ancho.

Donde sí fue necesario utilizar esta técnica para ajustar líneas de distinta impedancia corresponde a la pista que une la salida del divisor con el otro conector tipo 'F'. En este caso se utilizó la misma técnica vista anterior, que corresponde a una de las mejores técnicas de adaptación presentadas y cuya implementación se ve representada en la figura 4.2.

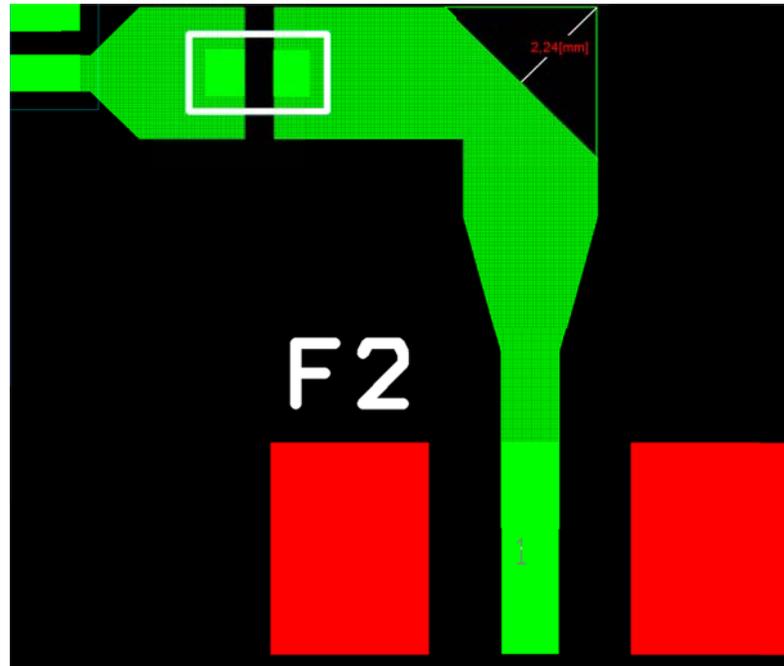


Figura 4.2 Curva realizada en una de las salidas del divisor.

En la figura anterior se observa la presencia de una curva que fue diseñada por problemas de espacio que se presentaron entre la pista y la estructura del amplificador que se encuentra en la otra salida del divisor. Para su diseño se utilizó la técnica más recomendada que fue presentada en figura 2.24. Utilizando la expresión (2.34) para curvar una pista ajustada en $50[\Omega]$, se determina que la distancia X es igual a $2,25[\text{mm}]$, la que se ve implementada en la figura 4.2.

El amplificador utilizado corresponde a un circuito integrado de 4 pines ubicados en forma de cruz. En un par de pines opuestos se ubican la entrada del amplificador y su salida, la cual es compartida con el pin de polarización. Los otros dos pines opuestos corresponden a las tierras de este dispositivo, que al igual que el divisor, se conectan directamente a un plano de tierra superior. El enrutamiento realizado se presenta en la figura 4.3, donde a su vez es posible observar la imposibilidad de mantener en una sola dirección la pista que transmite la señal al receptor del SRT.

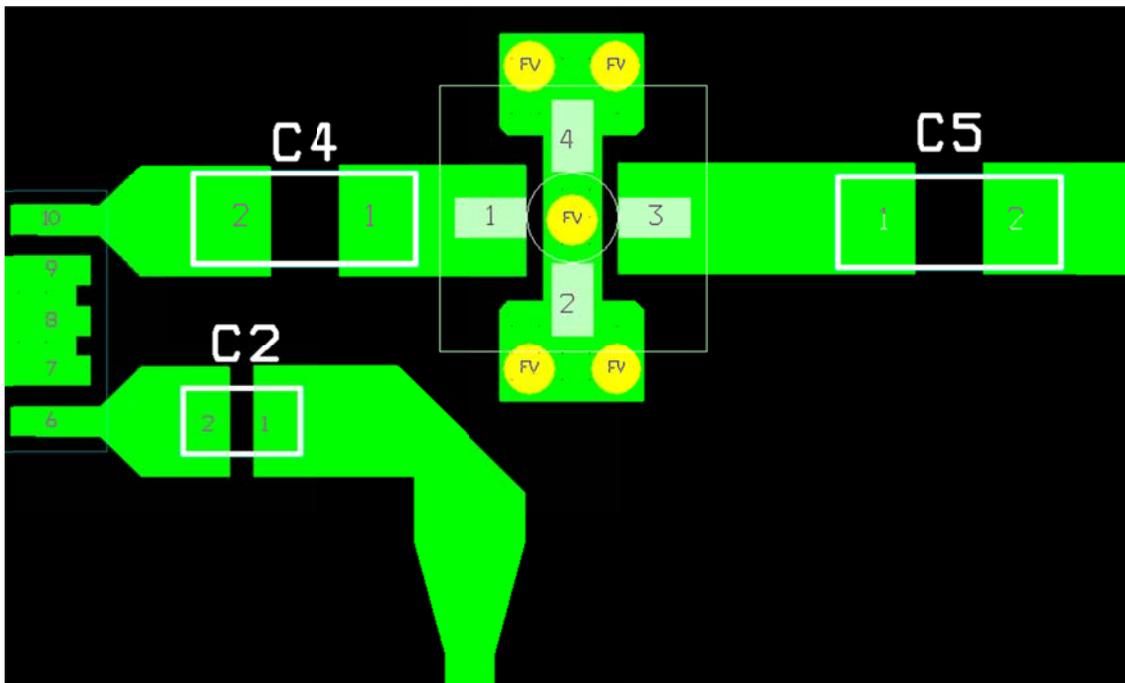


Figura 4.3 Amplificador de alta frecuencia.

Para finalizar se realiza el estudio de los anchos de las pistas por donde circulan considerables cantidades de corriente y que corresponden a las pistas que polarizan al amplificador y al amplificador de bajo ruido.

Para determinar el ancho de las pistas se utilizan las expresiones (2.32) y (2.33), es necesario conocer el consumo de los componentes que se están alimentando. El circuito del LNA consume como máximo unos 70[mA] por lo que el ancho de las pistas por donde circula esta corriente debe ser mayor a 0,031[mm] si se considera un aumento aceptado de temperatura de 1[°C]. En la otra entrada de corriente, entre el amplificador y el regulador consumen como máximo unos 60[mA], calculándose un ancho mínimo de pista de 0,025[mm].

El ancho de pista utilizado para ambos casos es de 0,4[mm] que resulta ser mayor que el mínimo calculado en ambos casos, pero lo suficientemente pequeño como para que la señal de alta frecuencia vea un camino de alta impedancia evitándolo. Estas pistas se pueden ver en la figura 4.4 donde se presenta el diseño final del circuito impreso del divisor semi-activo.

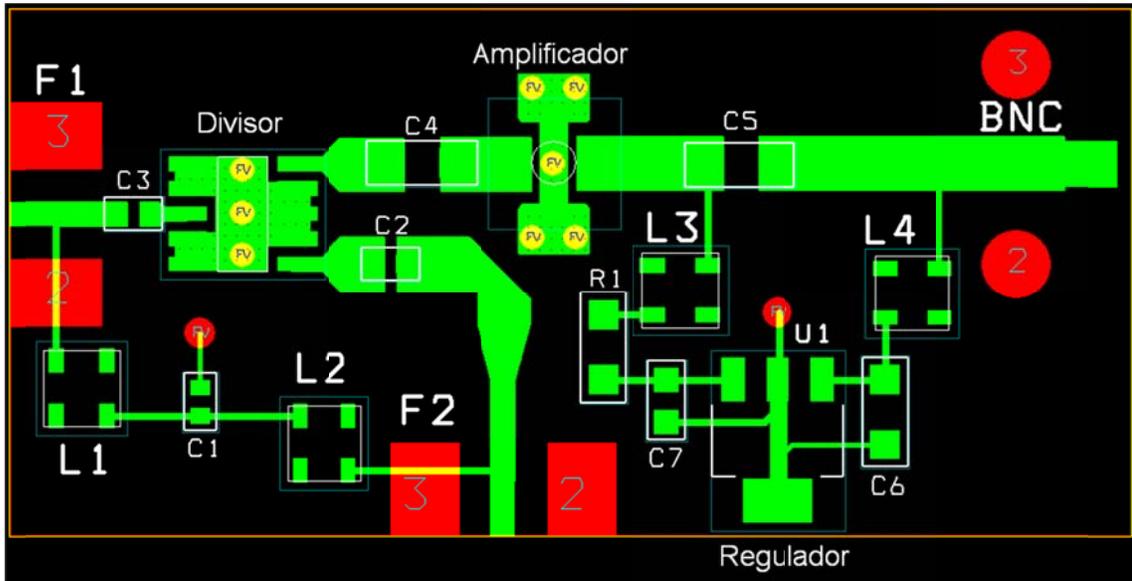


Figura 4.4 Circuito Impreso del divisor semi-activo.

4.2. Receptor Interferométrico

A diferencia del divisor semi-activo, el circuito impreso del receptor interferométrico no presenta tantas estrategias de ruteo para las señales de alta frecuencia, ya que no fue necesario implementar ajustes de impedancia ni tampoco curvas con formas geométricas complicadas. Esto pues la gran parte del circuito que fue diseñado, trabaja con una señal de frecuencia intermedia del orden de los Mega Hertz, donde el término $\lambda/20$ es del orden de los metros, resultando ser más fácil el enrutamiento de esta parte.

Lo que sí es necesario considerar en el diseño físico de esta placa, es que las pistas que transmiten las señales de alta frecuencia sean de una misma longitud, ya que de lo contrario se introducirán desfases relativos entre las señales.

a) Etapa de Entrada

En esta etapa se amplifica y *down-convierte* las señales que son capturadas por las antenas. Dado que estas señales son de alta frecuencia, se hace necesario el utilizar guías de onda impresa para transmitir las señales. Se determinó el utilizar la guía de onda CPWG (véase la estructura de la figura 2.22) para transmitir estas señales, ya que su estructura resulta ser una de las más utilizadas en el diseño de circuitos de no tan alta frecuencia.

Tal como fue mencionado junto con la definición de la estructura CPWG, existe una distancia mínima entre la guía de onda y el plano de tierra superior para el cual la configuración CPWG es equivalente a una *microcinta*. Esto se da cuando las permitividades efectivas para un ancho de pista dado son iguales. Utilizando las ecuaciones presentadas junto con esta estructura y tomando el mismo ancho de pista

determinado en la placa anterior, y las mismas propiedades de las placas, se tiene que la distancia mínima es de 2,4[mm]. Aplicando lo anterior, se diseñó el circuito impreso de la figura 4.5.

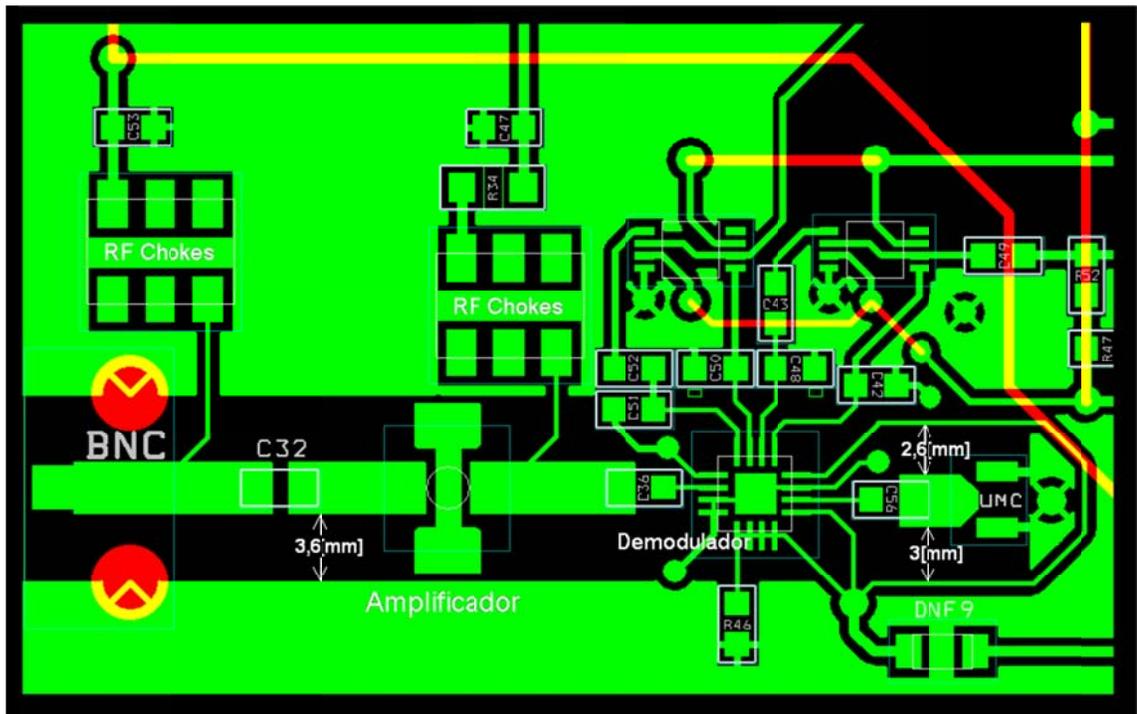


Figura 4.5 Entrada del receptor interferométrico.

La señal que viene desde las antenas ingresa por el costado izquierdo de la figura anterior, mientras que la señal del oscilador local llega al demodulador mediante el conector UMC que se encuentra instalado al costado derecho de la figura. En este último este se utilizó la estructura de la figura 2.29 para adaptar el ancho del *pad* del conector con la línea de transmisión. Ambas líneas de transmisión se realizaron teniendo en consideración la distancia mínima necesaria determinada anteriormente.

Se realizaron consideraciones con respecto al ancho de las pistas por donde ingresan las señales de alta frecuencia al demodulador, esto porque sus dimensiones son considerablemente pequeñas con respecto al ancho de pista diseñado. Para ambos casos la distancia entre la entrada del demodulador y la línea de transmisión adaptada a 50[Ω] resultan ser considerablemente inferiores a $\lambda/20 = 5,9[\text{mm}]$ como fue determinado anteriormente. De esta forma, el ancho de pista utilizado corresponde al ancho del pin del demodulador, que es de 0,3[mm].

Por último, cabe destacar que las pistas que fueron desarrolladas para transmitir las señales de alta frecuencia fueron realizadas del mismo largo físico, de forma de que no ocurrieran desfases entre las señales capturadas.

b) Etapa Intermedia y filtro pasa bajos

Tanto la etapa intermedia como la de salida trabajan con señales de baja frecuencia, inferiores a 10[MHz] por lo que no existen consideraciones importantes en cuanto a la impedancia característica de las líneas que interconectan a los componentes, ni tampoco se presentan problemas en las formas geométricas que toman las pistas teniéndose un alto grado de libertad en el diseño de esta parte.

Dentro de las consideraciones realizadas en estas etapas se encuentra el ancho de las pistas utilizado. Por tratarse de señales de no más de 10[MHz], los problemas de desajuste de impedancia vistos hasta el momento no afectan mayormente a la transmisión de la señal, por lo que se buscará el utilizar pistas lo más anchas posibles para así disminuir sus pérdidas. Geométricamente este ancho se verá limitado por las dimensiones que presenten los *pads* de los componentes del circuito, utilizándose dicho valor para el diseño de estas líneas de transmisión.

El circuito impreso de esta etapa se presenta en la siguiente figura:

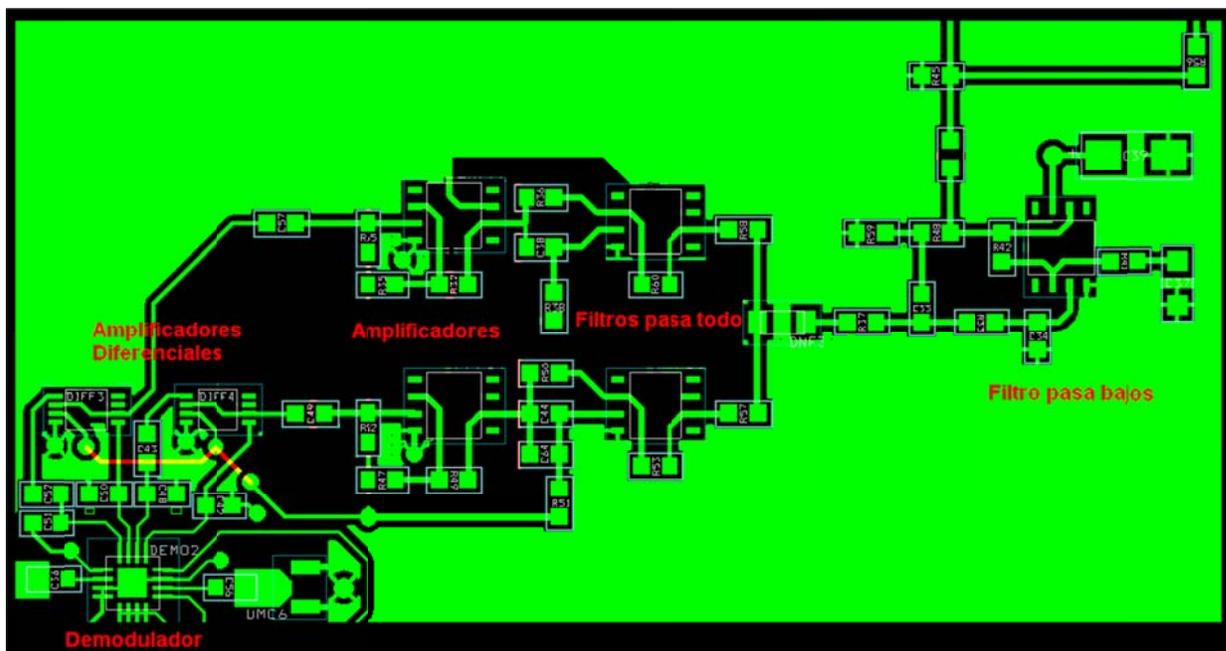


Figura 4.6 Etapas del receptor heterodino con separación de banda lateral

c) Salidas del receptor

El receptor fue diseñado para entregar las señales de frecuencia intermedia mediante un par diferencial, las que convergen a un mismo conector presentado en la figura 4.7, donde además se ven representados los amplificadores diferenciales que transforman la señal referenciada a tierra en un par diferencial, y los puntos de pruebas que permiten visualizar la IF externamente mediante unos conectores BNC

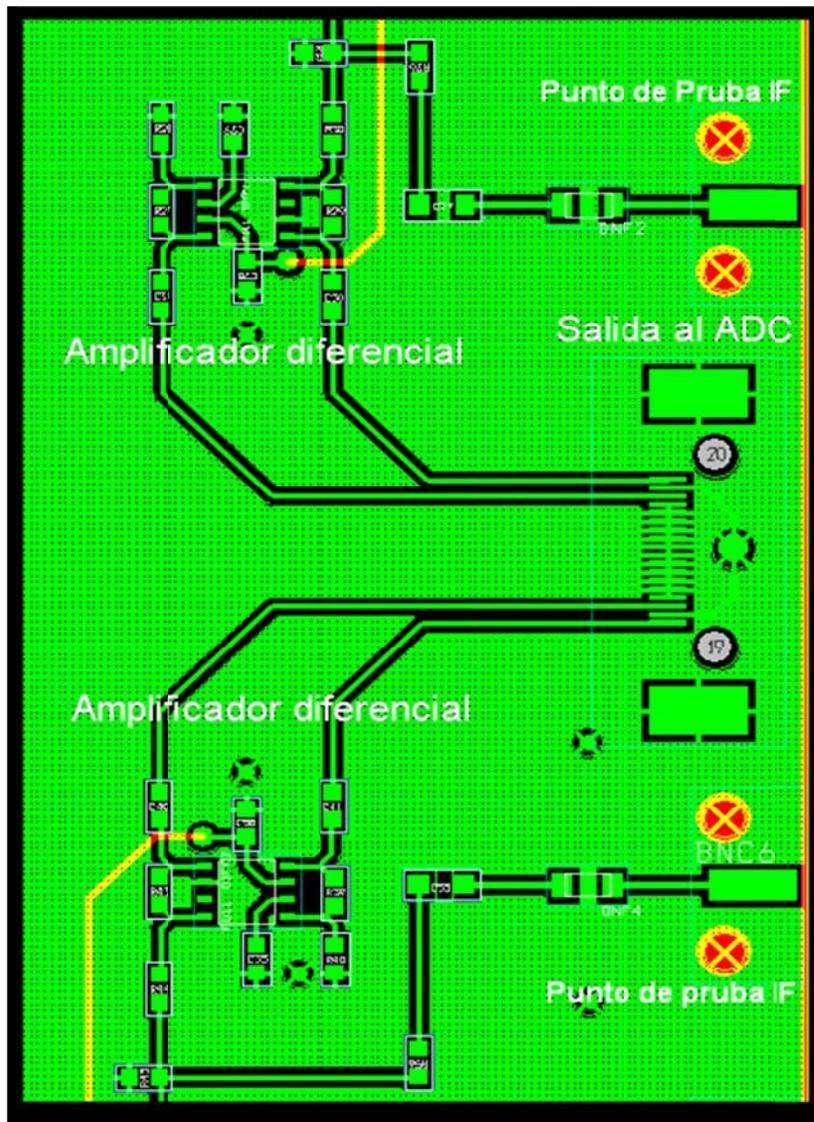


Figura 4.7 Salida al ADC y puntos de prueba para la IF.

Al igual como se indicó en la sección anterior, los anchos de las pistas utilizadas se definen en base al *pad* de menor ancho, que en este caso corresponde al del conector de salida que va hacia los conversores A/D.

También se acopló un punto de prueba para observar externamente la señal que está siendo generada por el oscilador local, la que se transmite de forma interna por un micro cable que se conecta con un UMC que está conectado a través de una línea de transmisión ajustada a $50[\Omega]$ a un conector BNC, aplicándose los mismos parámetros utilizados en la etapa de entrada del receptor interferométrico, obteniéndose por resultado el circuito impreso de la figura 4.8.

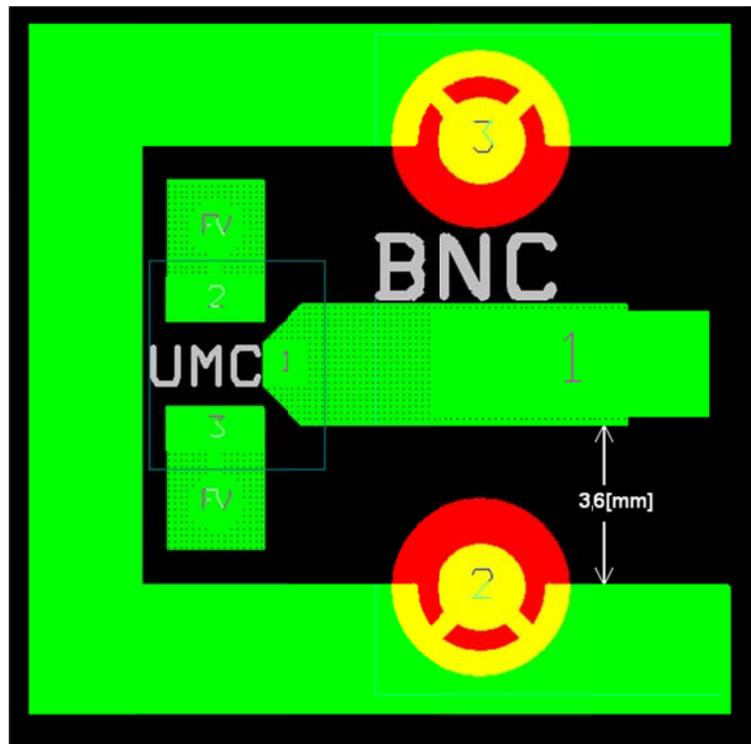


Figura 4.8 Punto de prueba del oscilador local.

Cabe destacar que la distancia entre la guía de onda y el plano de tierra superior corresponde a 3,6[mm] y que además se aplicó la misma estructura utilizada anteriormente para ajustar el ancho del *pad* del UMC con el ancho de la pista.

d) Oscilador Local

El oscilador local genera una señal de alta frecuencia que es del orden de la señal que es capturada por las antenas, la cual es dividida en 4 señales por un *Splitter* pasivo de 4 compuertas en fase, ambos ajustados a 50[Ω]. Por lo anterior es que el enrutamiento realizado en este sector de la placa presenta las mismas características que las líneas por donde se transmiten las señales de las antenas, utilizándose los mismos anchos de pistas determinados anteriormente.

La amplia diferencia entre el ancho de la línea de transmisión de las señales RF con los *pads* del divisor pasivo y del demodulador, impide el correcto enrutamiento de las pistas. Para realizarlo se utilizaron líneas de transmisión con un largo inferior a la veinteava parte de la longitud de onda que se está transmitiendo. El resultado se presenta en la figura 4.9, donde se observa la aplicación de lo anterior en las pistas que interconectan al oscilador local con el divisor, y al divisor con los conectores UMC.

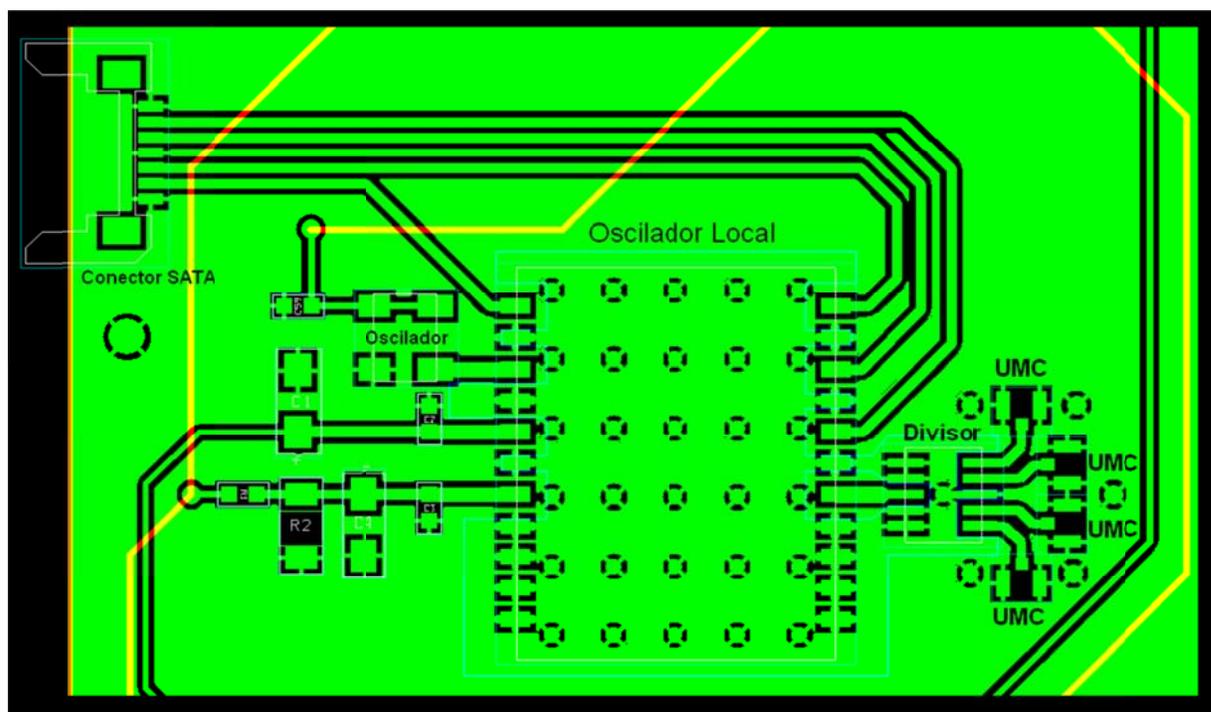


Figura 4.9 Oscilador local y divisor pasivo.

e) Reguladores

Al igual como se realizó en la placa del divisor semi-activo, el cálculo del ancho de pista por donde circulan las corrientes que polarizan los circuitos se realizó siguiendo las ecuaciones (2.32) y (2.33), obteniéndose un ancho de pista mínimo considerando un aumento de temperatura aceptable de $1[^\circ\text{C}]$ como sigue:

- 5[V] : 0,27[mm] utilizándose un ancho de 0,6[mm]
- 10[V]: 0,14[mm] utilizándose un ancho de 0,6[mm]
- 22[V]: 0,007[mm] utilizándose un ancho de 0,6[mm]
- 24[V] de entrada: 0,64[mm] utilizándose un ancho de 1[mm]
- Polarización del divisor: 0,025[mm] utilizándose un ancho de 0,4[mm]
- Polarización del amplificador: 0,02[mm] utilizándose un ancho de 0,4[mm]

De esta forma, la distribución de los reguladores, el conector de polarización y los testigos LED que determinan que estas tensiones se estén generando, se presentan en la figura 4.10.

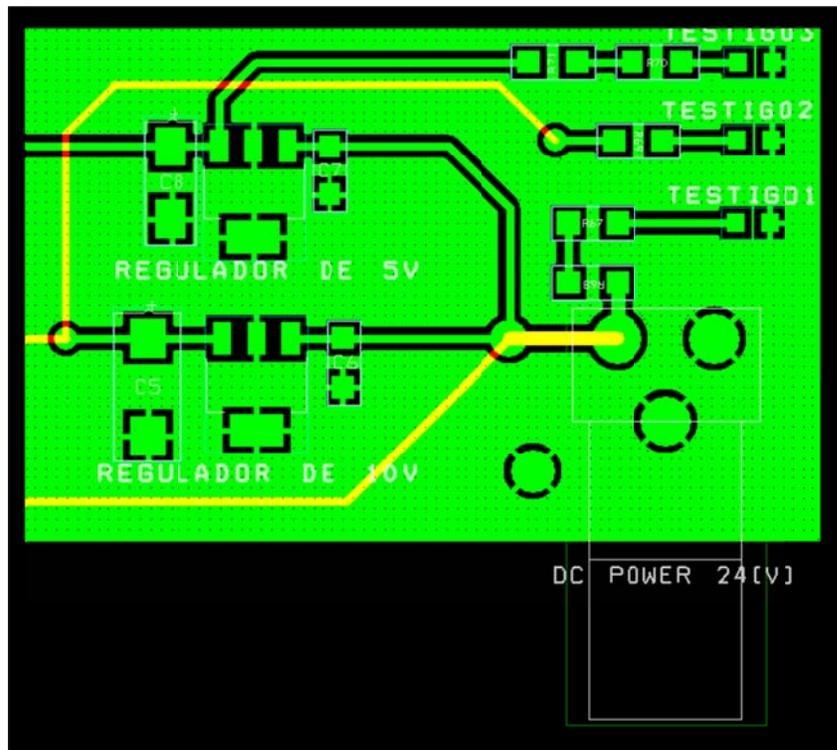


Figura 4.10 Reguladores.

En las figura B.8 y figura B.9 presentadas en el anexo B, se presentan los planos superiores e inferiores del circuito impreso diseñado, el cual mide 18,4x14,7[cms].

Capítulo 5

Caracterización de los circuitos construidos

A continuación se presentan las principales características técnicas de las placas construidas en esta memoria. En cada caso se explican las distintas pruebas realizadas y se presentan los resultados obtenidos de estas. Luego se analizan los datos con el objetivo de determinar el grado de desempeño de estas.

5.1. Divisor semi-activo

5.1.1. Pruebas y resultados

La característica de importancia a estudiar en esta placa, es la ganancia en cada salida de la señal dividida. El conocer estos parámetros permite determinar los niveles de potencia que presentan sus salidas, y así poder determinar si es o no suficiente para el receptor que las utiliza.

Para realizar ambas pruebas se hizo uso de un ENA (del inglés *expands network analyzer*) modelo E5062A⁽¹⁰⁾, que permite analizar redes en un rango de frecuencias que va desde los 300[kHz] hasta los 3[GHz].

Para el caso de la salida no amplificada, se conectaron directamente a la entrada y salida de la placa los terminales del ENA, colocando una carga de 50[Ω] en la salida amplificada para evitar las reflexiones de la señal. Analizando así entre 1 a 2[GHz] en ambas placas construidas, se obtuvieron los resultados presentados en el gráfico 5.1.

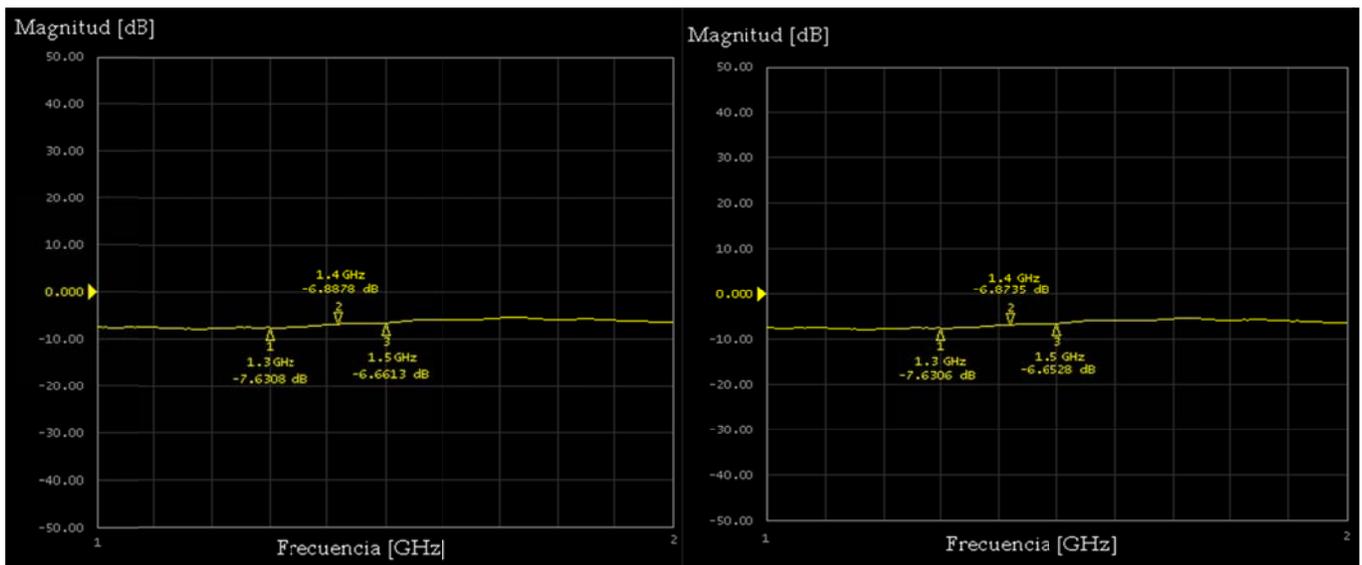


Gráfico 5.1: Pérdidas de la salida no amplificada en ambos divisores.

Similar resulta ser la prueba realizada en la otra salida, la cual se realizó utilizando un circuito que permite inyectar la corriente de polarización de la placa, reconocido como *Power Injector*. El esquemático de este circuito, junto con su circuito impreso son adjuntados en los anexos A y B respectivamente. Por su parte, la otra la salida se terminó con una carga de $75[\Omega]$ para así minimizar las reflexiones.

Los resultados obtenidos en la salida amplificada de la placa, son presentados en el gráfico 5.2.

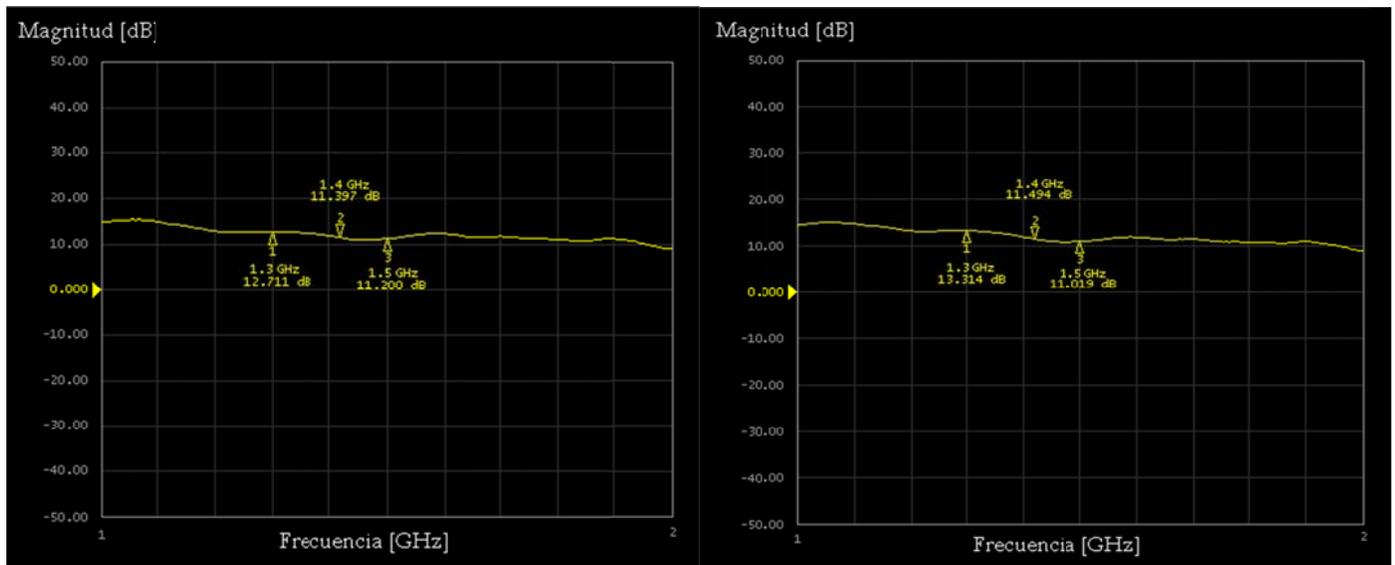


Gráfico 5.2: Ganancia de la salida amplificada de los divisores.

5.1.2. Análisis de los resultados

Por un lado, las pérdidas que se presentan en la salida no amplificada del divisor, son levemente mayores a las estimadas de diseño. Esto no debiera ser un problema, ya que el receptor del SRT presenta grandes rangos de ganancia, por lo que debiera ser capaz de realizar correctamente el proceso de recepción.

Por otro lado, la ganancia obtenida en la salida amplificada también resultó ser inferior a las estimadas en el diseño. Esto se puede ver justificado en mayores pérdidas en el divisor pasivo o bien en una menor ganancia por parte del amplificador, así como pérdidas en los conectores.

Esta ganancia casi compensa las pérdidas del cable de $75[m]$ que habrá entre las antenas y el receptor. Las pérdidas del cable medidas son presentadas en el gráfico 5.3

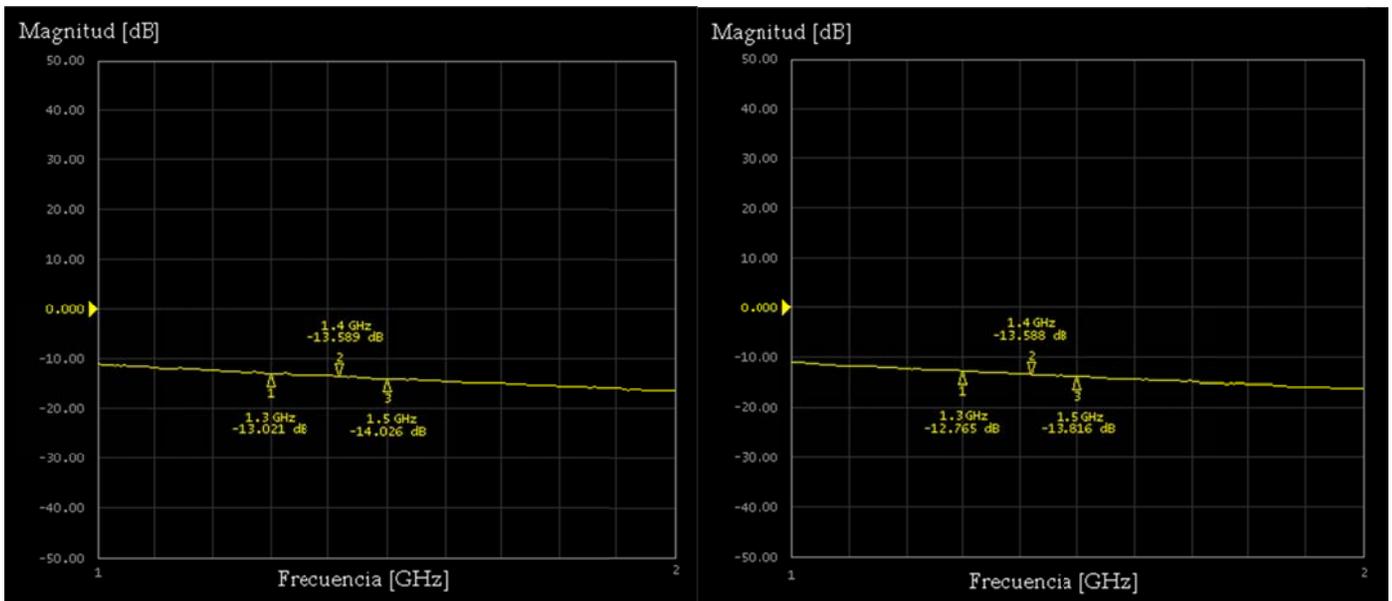


Gráfico 5.3: Pérdidas en los cables de transmisión.

Comparando los gráficos 5.2 y 5.3 se observa que el amplificador compensa totalmente las pérdidas del cable. De esta forma, la señal que ingresa al divisor llega con 2[dB] menos al receptor interferométrico. Esta pequeña atenuación no es crítica pues el receptor posee alta ganancia como veremos en la próxima sección.

5.2. Receptor Interferométrico

5.2.1. Pruebas y resultados

Las pruebas se realizaron con el objetivo de verificar el correcto desempeño de los receptores heterodinos con separación de banda lateral única que se encuentran presentes en esta placa. Para lo cual basta con observar el traslado en frecuencia de una señal conocida, y las ganancias de la banda de interés (LSB) y la banda imagen (USB).

Tanto la señal de prueba de RF, así como el oscilador local fueron generadas con un sintetizados de microondas con niveles de potencia equivalentes a los que se tendrán en operación normal. La salida del sistema se observó en un analizador de espectro conectado en el punto de prueba de la IF.

Bajo este esquema, se realizaron dos pruebas para determinar la ganancia de las bandas USB y LSB del espectro. En ambas se utilizó el oscilador local con una potencia de -8[dBm] en 1422,40575[MHz], de forma que el espectro de interés se visualizara a la salida en torno a los 2[MHz], frecuencia donde se presenta el máximo desfase relativo entre las señales, es decir el peor caso.

En la primera prueba, la señal de entrada se fijó con una potencia de -80 [dBm] en $1420,40575$ [MHz], frecuencia donde se presentan la línea espectral del hidrógeno. En la segunda prueba, la entrada se fijó con una con una potencia de -80 [dBm] en $1424,40575$, frecuencia que se encuentra a la misma distancia del oscilador local que la anterior. Los resultados de las pruebas para los dos canales del receptor son presentados en los gráficos 5.4 y 5.5.

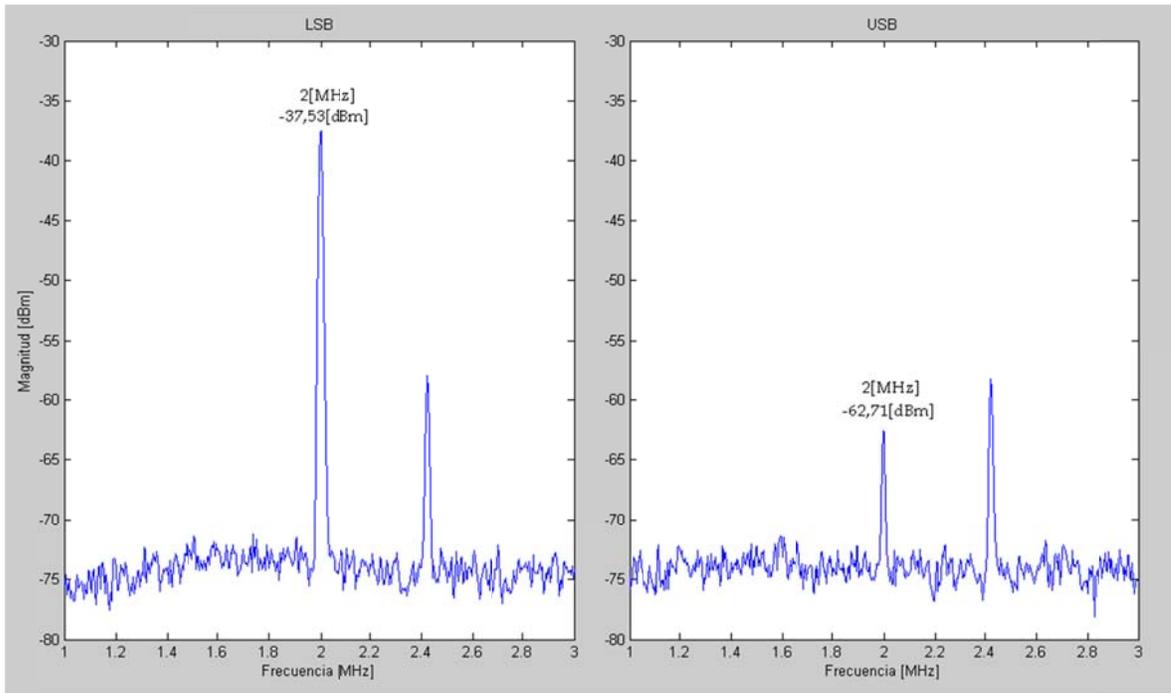


Gráfico 5.4: Receptor Heterodino, canal A.

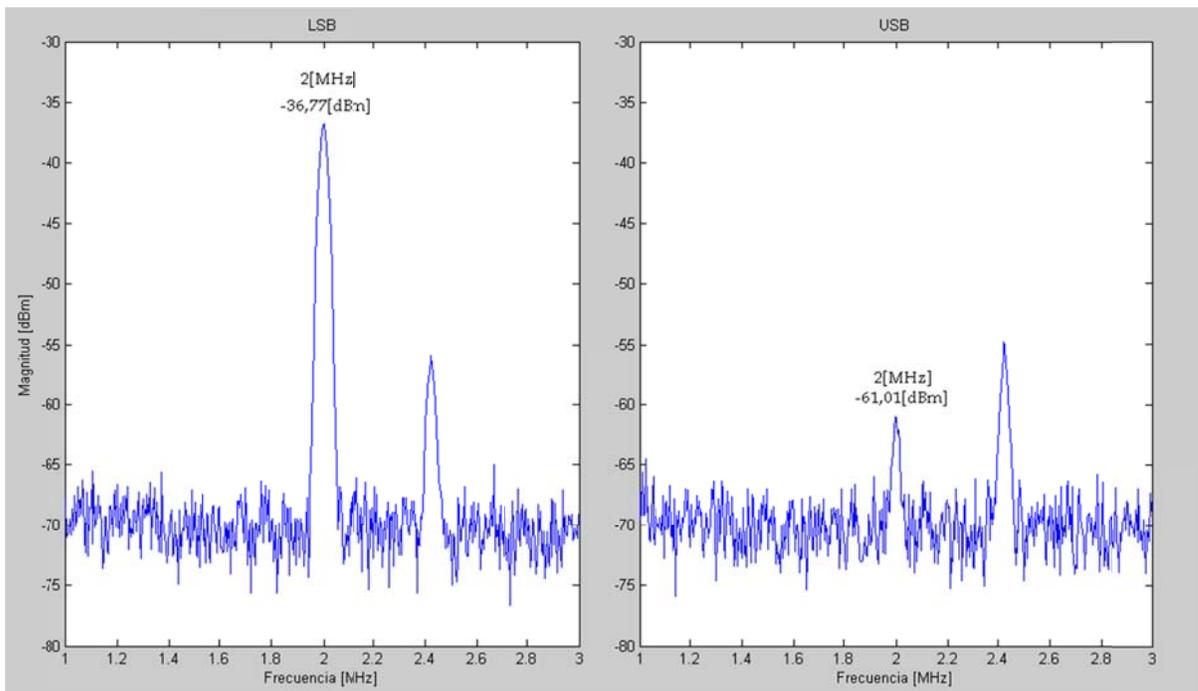


Gráfico 5.5: Receptor Heterodino, canal B.

5.2.2. Análisis de los resultados

Lo primero que se puede concluir de las gráficas 5.4 y 5.5, es el correcto funcionamiento de ambos receptores heterodinos al trasladar a 2[MHz] el espectro de la señal observada. Lo que no es directo determinar corresponde a los niveles de potencia que presentan las IF del sistema, las que se ven fuertemente disminuidas por la presencia de una resistencia en serie al punto de prueba.

Para determinar la potencia real de la señal, se analizó teóricamente el circuito de salida considerando únicamente la resistencia en serie a la señal. El circuito simplificado se presenta en la figura 5.1, donde R1 corresponde a la resistencia de 1[kΩ] y R2 a la impedancia de entrada del analizador de espectro que es de 50[Ω].

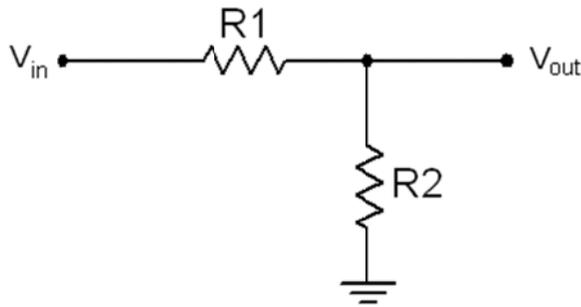


Figura 5.1 Circuito simplificado de la medición por el punto de prueba.

Considerando que la potencia que está siendo observada en el analizador de espectro (P_{dBm}) está siendo disipada en la resistencia R2, mediante la expresión (5.1) es posible determinar la tensión en el punto de salida del receptor.

$$V_{out} = \sqrt{R2 \cdot P_{out}} \text{ con } P_{out} = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}} \quad (5.1)$$

Dado que este valor se obtiene gracias a un divisor de tensión aplicado a V_{in} , este tiene el valor dado en la siguiente expresión:

$$V_{in} = \left(\frac{R1}{R2} + 1\right) V_{out} \quad (5.2)$$

La expresión (5.2) permite determinar directamente que la pérdida ocasionada por la resistencia en serie al punto de prueba es de:

$$P_{Pérdidas} = 20 \cdot \log\left(\frac{R2}{R1+R2}\right) = -26,444[dB] \quad (5.3)$$

También se realizó un análisis computacional en *Multisim* para determinar las pérdidas de esta rama considerando todos los componentes del circuito. Para esto se confecciono el circuito de la figura 5.2.

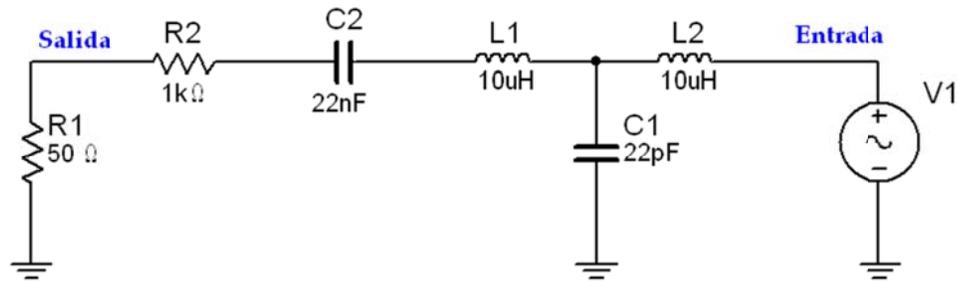


Figura 5.2 Esquemático utilizado para la simulación computacional de la salida.

Sin importar la entrada que se utilice, el análisis AC de la salida dividida por la entrada entregan las pérdidas del sistema en todo el rango de frecuencias observado, obteniéndose para nuestro caso el gráfico 5.6, observándose una pérdida de -26,38[dB].

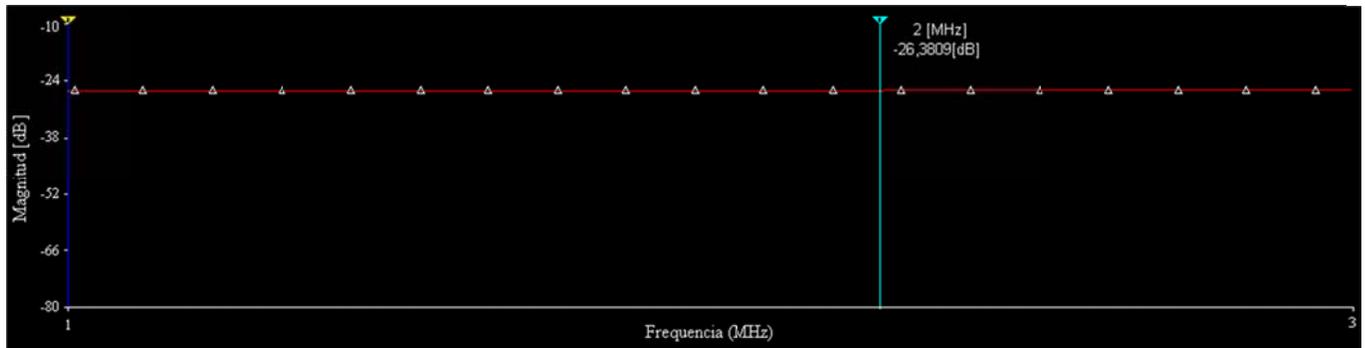


Gráfico 5.6: Pérdidas de la salida determinadas en Multisim.

De esta forma, cada medición que se realice con un instrumento con impedancia de entrada en $50[\Omega]$, presentara 26,4[dB] menos que la potencia real de la señal.

Aplicando lo anterior a las mediciones de los gráficos 5.4 y 5.5 se tiene que la potencia de la banda de interés es de -11,13 y -10,37[dBm] respectivamente, y que la potencia de la banda imagen es de -36,31 y -34,61[dBm].

En resumen, el receptor heterodino del canal A presenta una ganancia de 68,87[dB] y un rechazo de imagen de 25,18[dB], mientras que el otro receptor tiene una ganancia de 69,63[dB] y un rechazo de imagen de 24,24[dB].

Capítulo 6

Conclusiones

A continuación se estudian las principales conclusiones del trabajo realizado en el transcurso de esta memoria, revisándose el grado de cumplimiento de los objetivos planteados inicialmente. Posteriormente se indican los posibles trabajos que pueden desarrollarse a futuro dentro de la etapa analógica del interferómetro de dos antenas.

6.1. Conclusiones Generales

Para realizar el diseño de la etapa analógica del interferómetro de dos antenas, en el capítulo 3 se revisaron en detalle los distintos bloques que lo conforman, con el objetivo de determinar los requisitos mínimos para estas placas. Estos fueron impuestos por tres componentes existentes dentro del diseño: el amplificador de bajo ruido, el cable de transmisión y el conversor analógico-digital.

En base al amplificador de bajo ruido, se utilizaron dos parámetros para diseñar el divisor semi-activo. El primero corresponde a la banda de frecuencias que se observa, la cual, gracias a un filtro pasa bandas presente a la salida del LNA, se limita al rango: 1400[MHz] a 1440[GHz]. El segundo parámetro utilizado, corresponde al consumo de sus amplificadores. Este se utilizó para diseñar el ancho de las pistas por donde se transmite internamente en el divisor, la polarización del LNA.

Las pérdidas del cable de transmisión motivaron la necesidad de amplificar una de las salidas del divisor en más de 13[dB]. Por esto mismo, se debió determinar el nivel de tensión que era necesario tener a la salida del receptor interferométrico para polarizar correctamente al circuito amplificador. Para esto se determinaron las pérdidas DC del cable gracias a su circuito equivalente.

Por último, el circuito del conversor A/D permitió estimar una ganancia aceptable para el receptor interferométrico, el cual fue diseñado de modo de no saturarlos cuando se observa directamente al sol.

En base a estos requerimientos, se diseñó para cada circuito un diagrama de bloques donde se fueron detallando las exigencias mínimas o máximas de cada bloque. Luego, este diagrama permitió desarrollar el esquemático de las placas, las que se confeccionaron utilizando componentes con bajos niveles de ruido, mínimas pérdidas y bajos coeficientes de reflexión, para minimizar cualquier tipo de distorsión que se pudiera

presentar en la señal de interés. En la medida que fue necesario, se presentaron simulaciones computacionales para validar los cálculos teóricos desarrollados.

Con el circuito diseñado, y teniendo en consideración las características de las señales con las que se estaba trabajando, se definieron las distintas exigencias físicas que debía presentar el circuito impreso de estos diseños. En el capítulo 4 se estudió en detalle estas características, las que se confeccionaron utilizando guías de onda impresas como la *Microstrip* y la *CPWG*, ambas vistas en el capítulo 2 de esta memoria. En el caso del receptor interferométrico, se tuvo especial cuidado en mantener los mismos largos de las líneas de transmisión para ambos receptores heterodinos, para así evitar que las señales se desfasaran entre ellas. Así se construyó un divisor de señales de alta frecuencia con sólo una de sus salidas amplificada; y un receptor interferométrico, que en base a receptores heterodinos, desplaza en frecuencia los espectros de las ondas electromagnéticas capturadas por ambas antenas.

Una vez listo el diseño de los circuitos impresos, se procedió con su construcción, y luego con el proceso de caracterización. Las pruebas de laboratorio que se realizaron permitieron observar el correcto funcionamiento del divisor de señales de alta frecuencia, y los procesos de heterodinación en el receptor interferométrico. En ambos casos se determinaron las respectivas ganancias. Estas resultaron ser levemente inferiores a las de diseño, pero aun así suficientes para observar las regiones HI del universo.

6.2. Trabajo Futuro

Para un futuro quedan por realizar las pruebas interferométricas que validen el correcto desempeño de los circuitos construidos. Para realizar esto, primero se debe probar el circuito integrado del oscilador local, las que no se realizaron por falta de un programador.

En cuanto a las placas construidas, es posible mejorar su desempeño, y a su vez la ganancia de todo el sistema, agregando un módulo amplificador a la entrada del divisor de señales. De esta forma, se mejora la ganancia de las señales que llegan a ambos receptores.

Se deja para un futuro el desafío de desarrollar un amplificador de bajo ruido con mayor ancho de banda, ya que ambas placas quedaron capacitadas para operar a mayores frecuencias. En particular, con estos circuitos es posible observar la línea espectral del Hidroxilo (OH), la que se encuentra ubicada cerca de los 1670[MHz], por lo que bastaría con aumentar en 300[MHz] el rango de operación del LNA.

Anexo A

Esquemáticos

En este primer anexo, se adjuntan los esquemáticos de los circuitos que fueron desarrollados en esta memoria y que corresponden al del divisor semi-activo y del receptor interferométrico.

A.1. Divisor Semi-Activo

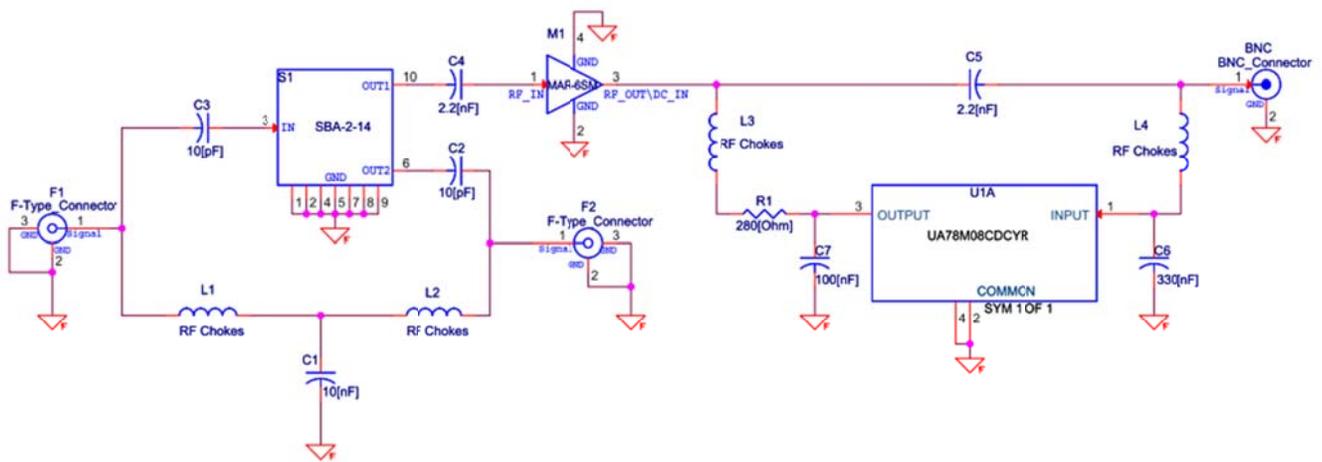


Figura A.1: Esquemático del Divisor Semi-Activo.

A.2. Power Injector

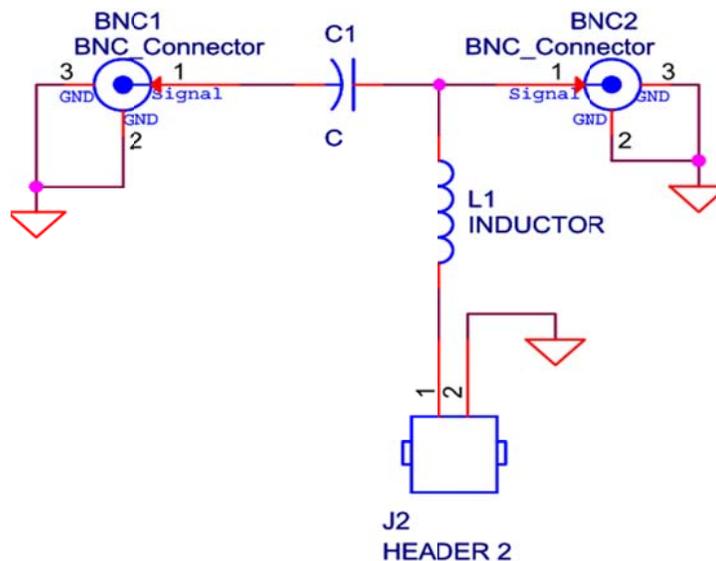


Figura A.2: Esquemático del Inyector de corriente.

A.3. Receptor Interferométrico

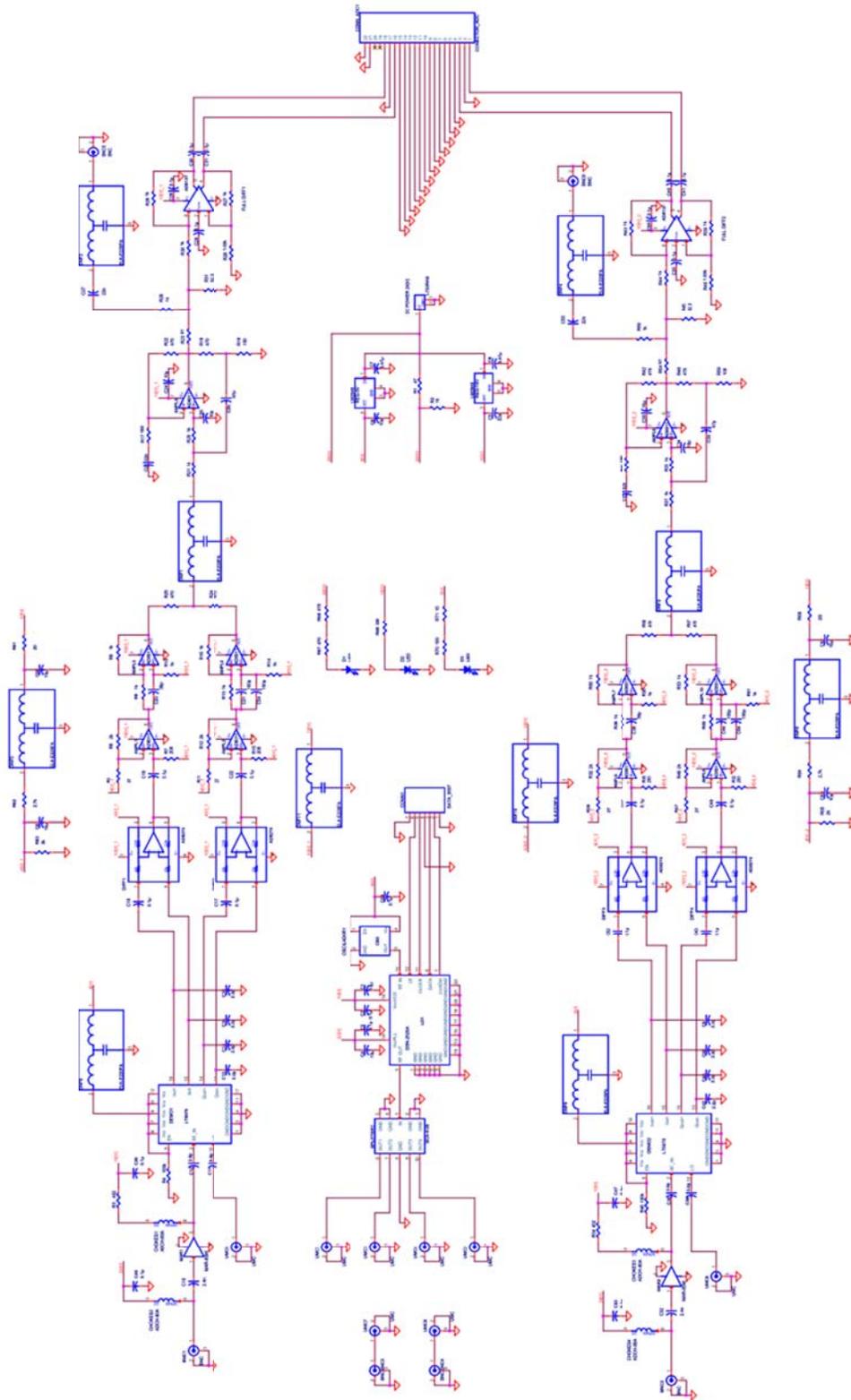


Figura A.3: Esquemático del circuito receptor.

Anexo B

Circuitos Impresos

En este anexo se presentan los distintos circuitos impresos que fueron desarrollados en esta memoria, especificándose para aquellos los planos de cada uno.

B.1. Divisor Semi-Activo

B.1.1. Componentes

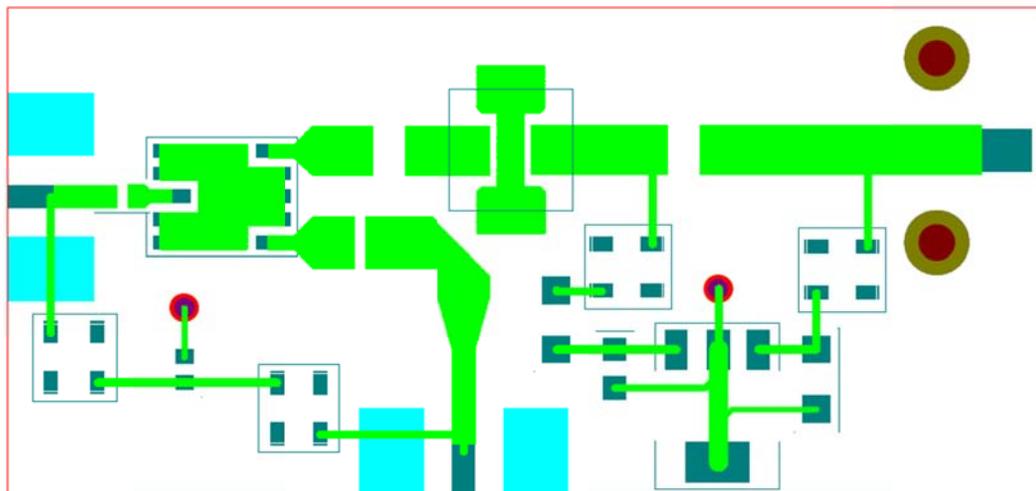


Figura B.1: Interconexión de componentes del Divisor Semi-Activo.

B.1.2. Plano Superior

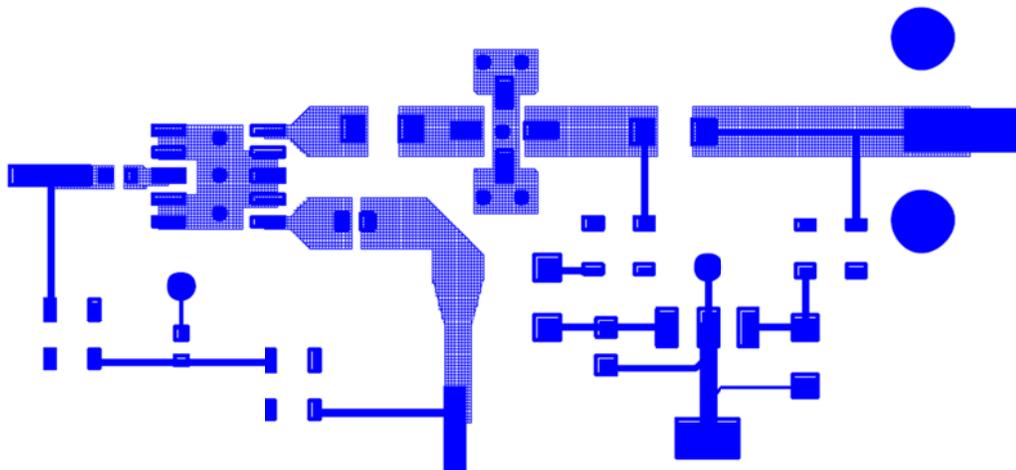


Figura B.2: Plano superior del PCB diseñado.

B.1.3. Plano Inferior

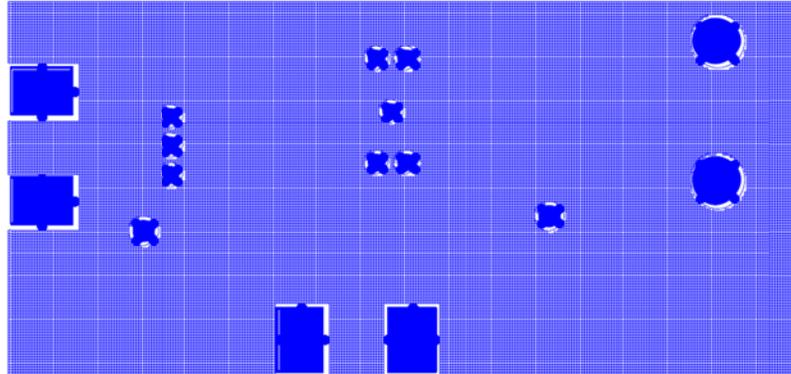


Figura B.3: Plano inferior del PCB diseñado.

B.2. Power Injector

B.2.1. Componentes

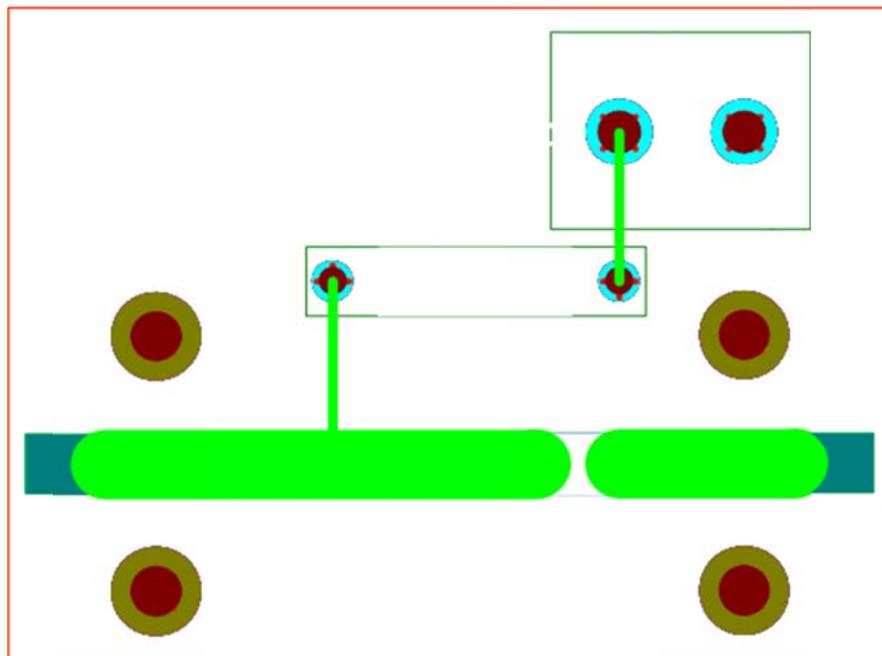


Figura B.4: Interconexión entre los componentes inyector de corriente.

B.2.2. Plano Superior

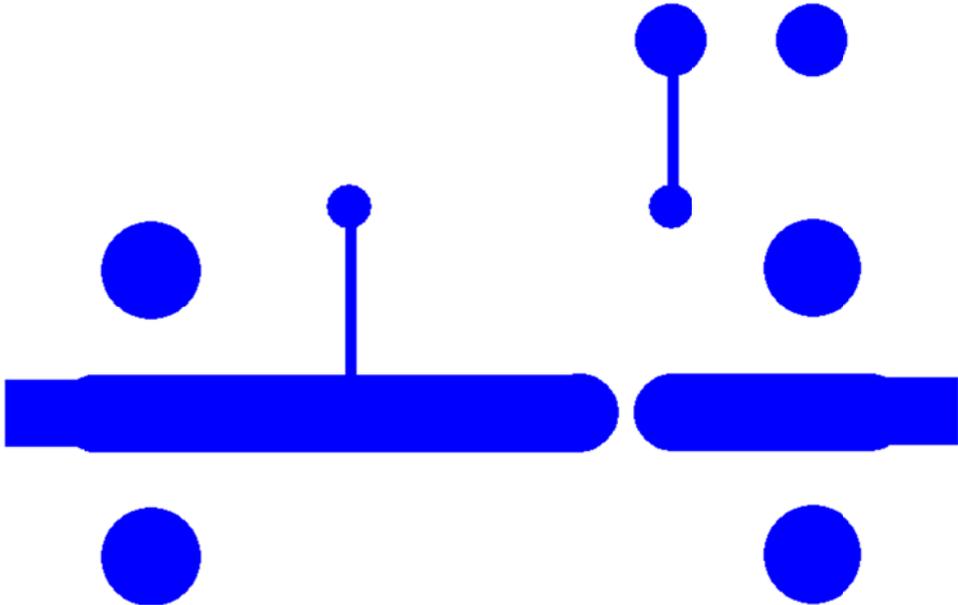


Figura B.5: Plano superior del inyector.

B.2.3. Plano Inferior

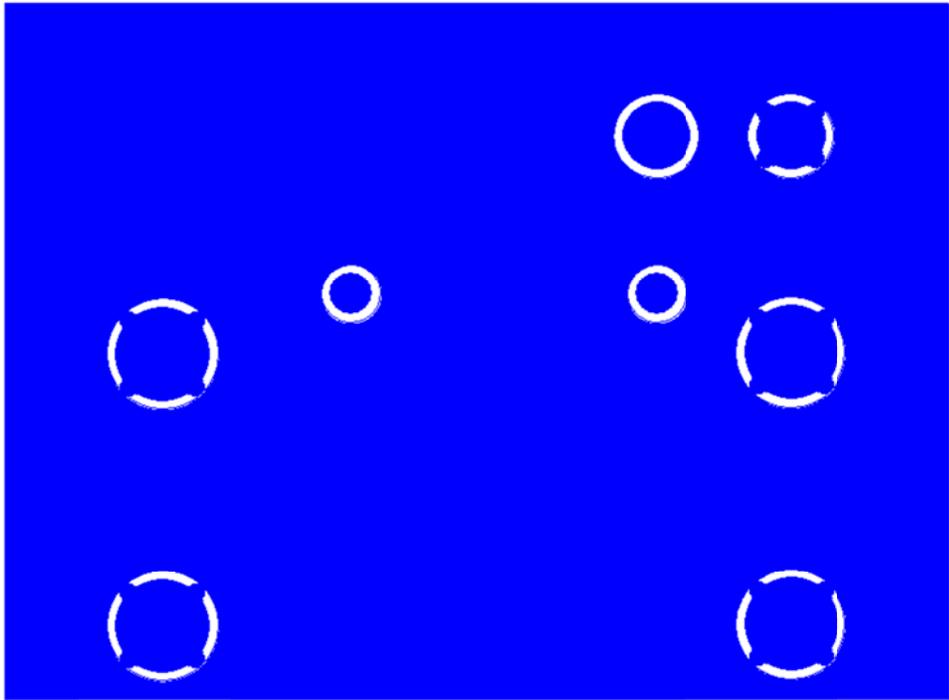


Figura B.6: Plano inferior del inyector.

B.3. Receptor Interferométrico

B.3.1. Componentes

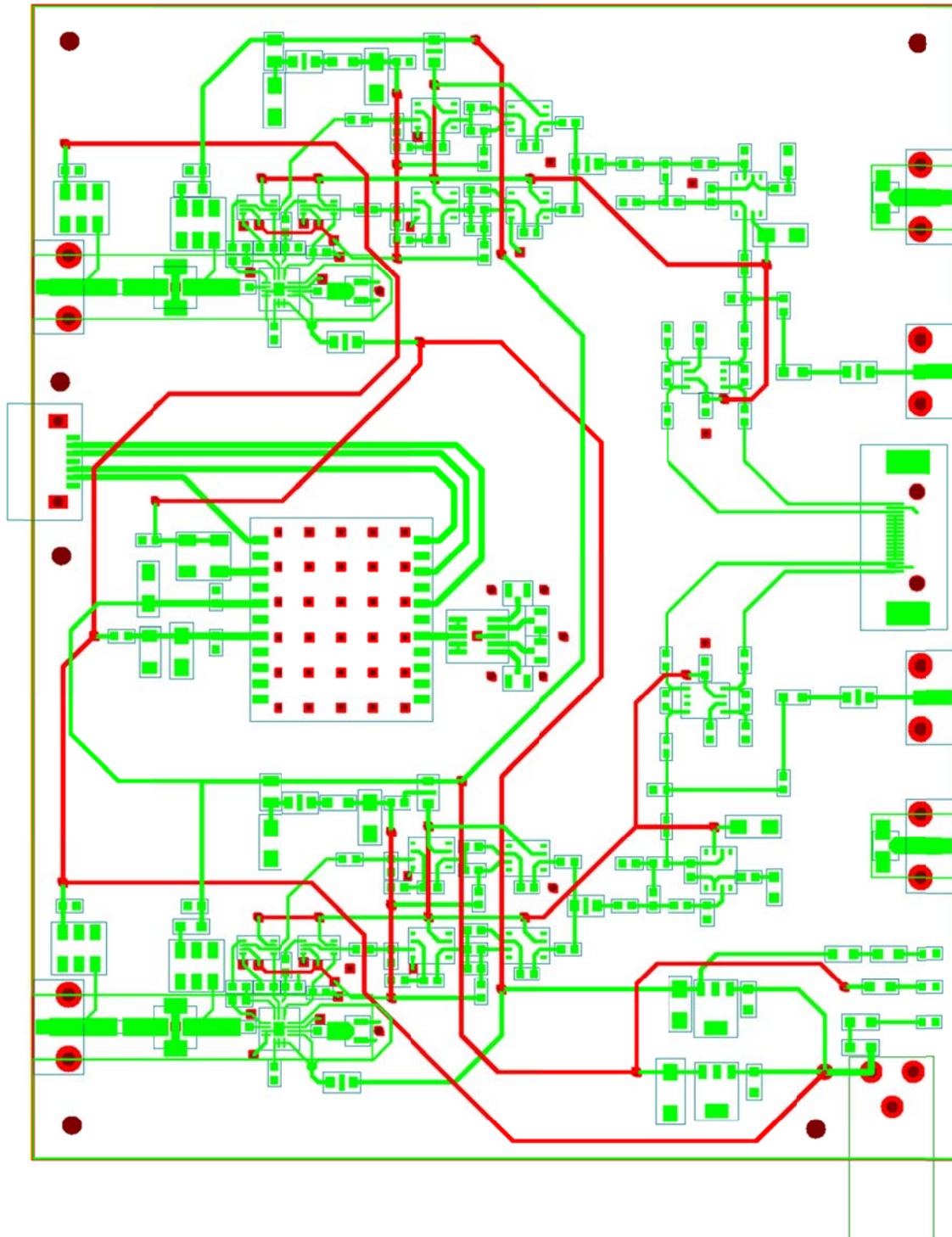


Figura B.7: Interconexión entre componentes del receptor.

B.3.2. Plano Superior

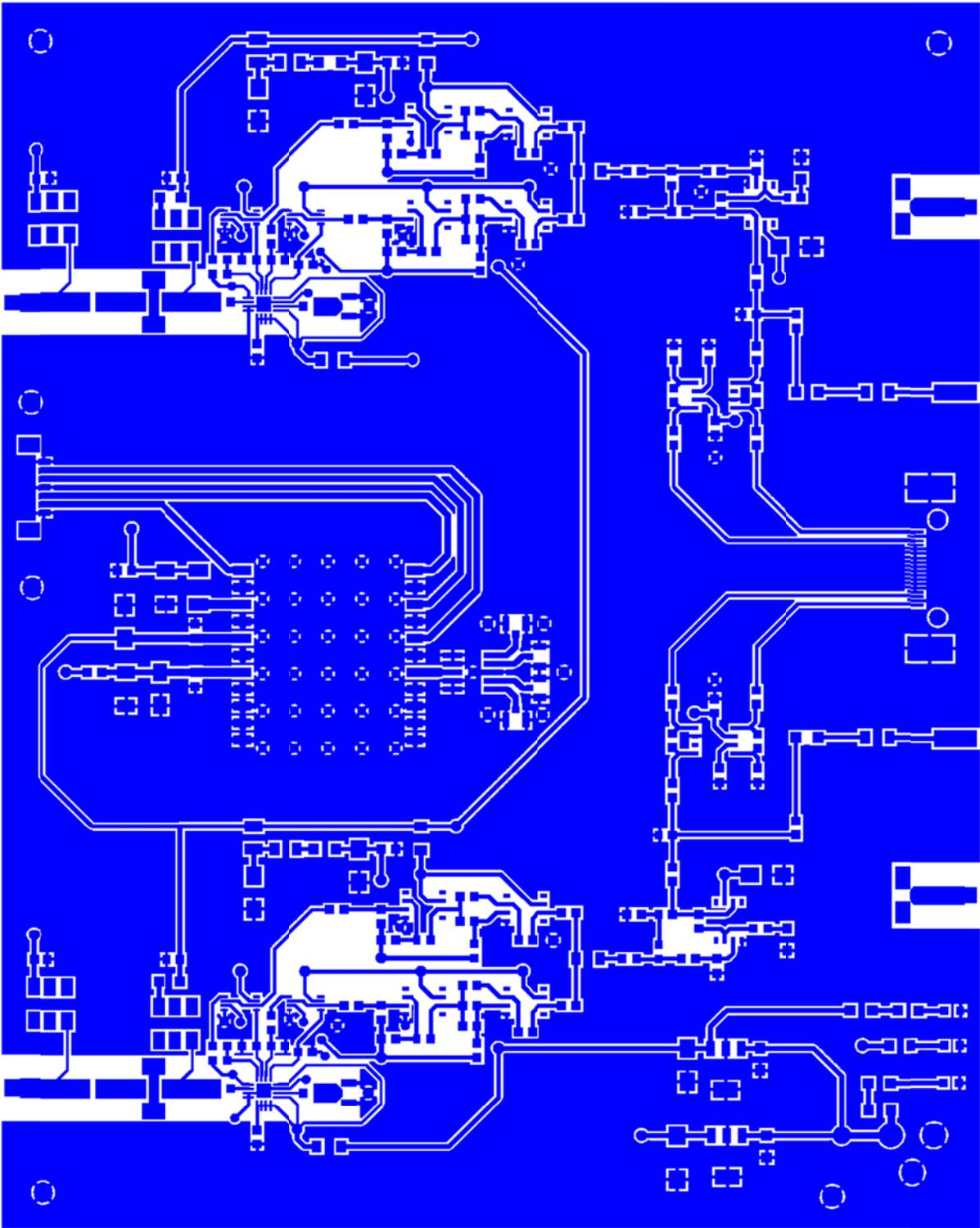


Figura B.8: Plano superior del receptor.

B.3.3. Plano Inferior

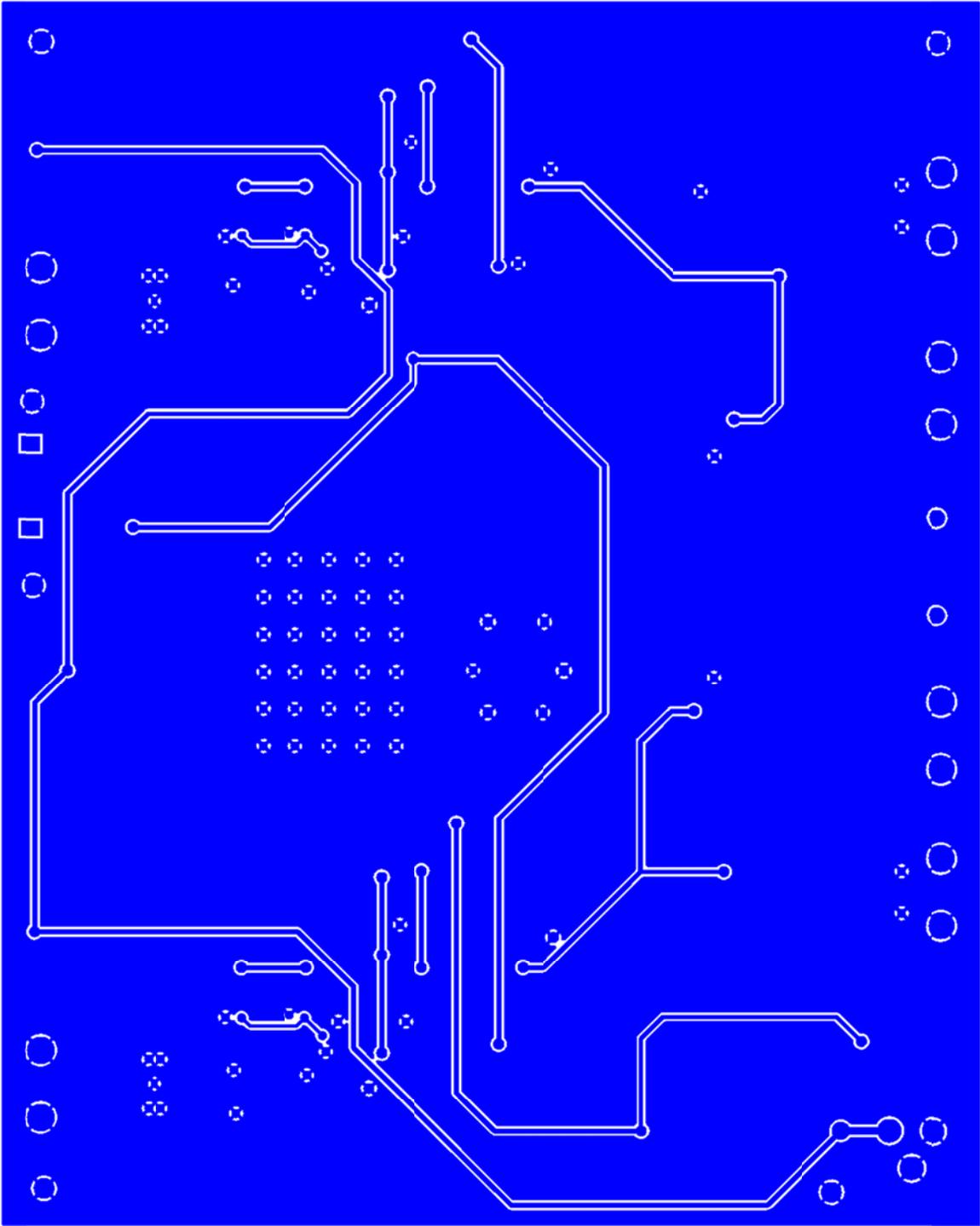


Figura B.9: Plano inferior del receptor.

Anexo C

Placas Construidas

A continuación se presentan las imágenes de las placas que fueron construidas durante esta memoria y que corresponden al del divisor semi-activo y del receptor interferométrico.

C.1. Divisor Semi-Activo

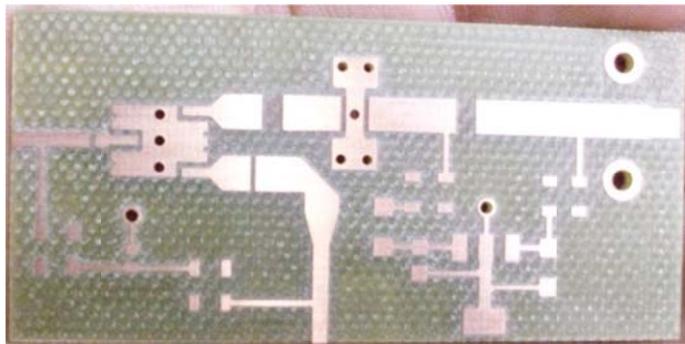


Figura C.1: Plano superior del Divisor semi-activo

C.2. Receptor Interferométrico

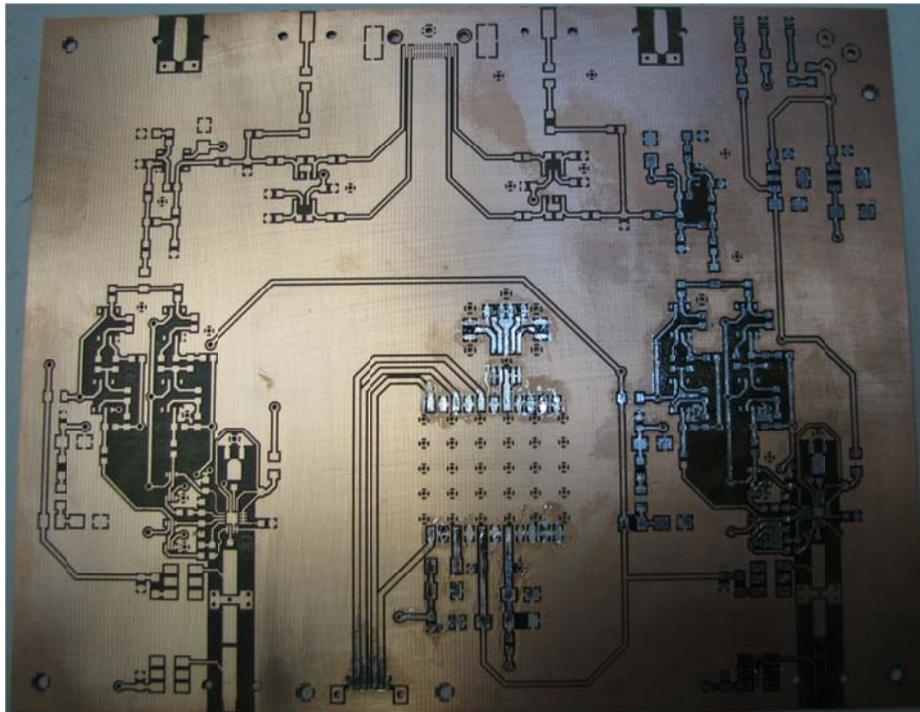


Figura C.2: Plano superior del receptor interferométrico.

Bibliografía

1. **Commons, Wikimedia.** Wikipedia. [En línea]
http://en.wikipedia.org/wiki/Black_body.
2. **Dobkin, Daniel M.** EE Times. [En línea] 25 de 07 de 2008.
<http://www.eetimes.com/design/industrial-control/4019135/Tutorial-Radio-Basics-for-UHF-RFID-Part-VI>.
3. interfacebus. [En línea] http://www.interfacebus.com/Antenna_Terms_I.html.
4. **Hartley, Rick.** *RF/Microwave PC Board Design and Layout*. s.l. : L-3 Avionics Systems.
5. *Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane.* **Wheeler, H. A.** s.l. : IEEE, Aug. de 1977, Tran. Microwave Theory Tech, Vols. MTT-25, págs. 631-647.
6. **Wadell, Brian C.** *Transmission Line Design Handbook* . s.l. : Artech House Publishers, 1991.
7. [En línea] http://www.m2inc.com/main%20html/lmr400_a.pdf.
8. Linear Technology. [En línea]
<http://www.linear.com/pc/productDetail.jsp?navId=H0,C1,C1011,C1725,P36240>.
9. MiniCircuits. [En línea]
http://www.minicircuits.com/cgi-bin/modelsearch?model=DSN-2520A-219%2B&search_type=info.
10. **Agilent.** [En línea]
<http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?pn=E5062A>.
11. **Rohlfs, K. & Wilson, T.L.** *Tools of Radio Astronomy*. Berlin Heidelberg : Springer-Verlag , 2009.
12. **Donoso, Jose.** *Implementación de un radio telescopio para la escuela de Ingeniería y Ciencias*. Santiago : s.n., 2005.
13. **Association Connecting Electronics Industries.** *Generic Standard on Printed Board Design*. 1998. ANSI/IPC-2221.
14. **MIT.** Haystack Observatory. [En línea]
http://www.haystack.mit.edu/edu/undergrad/srt/antenna/antenna_info.html.
15. **Villagrán, Oscar.** *Diseño de un correlacionador para radioastronomía en VHDL*. Santiago de Chile : s.n., Noviembre 2009.

16. **Baars, Jacob W. M.** *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication.* 2007.
17. **Hariharan, P.** *Basics of Interferometry.* 2007.
18. **Bradt, Hale.** *Astronomy Methods.* 2004.
19. **Fielding, John.** *Amateur Radio Astronomy.* 2008.
20. **Donoso, Jose.** *Radiotelescopio de la Escuela de Ingeniería y Ciencias, Manual de Supervivencia.* 2005.
21. **Mitzner, Kraig.** *Complete PCB Design Using OrCad Capture and Layout.*
22. **James, R. J. P. Douville and D. S.** *Experimental study of symmetric microstrip bends and their compensation.* s.l. : IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Mar. 1978. págs. 175-182. Vols. MTT-26.
23. **Razavi, B.** *RF Microelectronics.* s.l. : Prentice Hall, 1998.
24. **Phang, K.** *On-Chip Image Reject Techniques for Wireless Receivers.* Toronto : s.n., Nov. 2001.
25. **Thoinpson, A. Richard, Moran, James M. y Swenson, George W., Jr.** *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy.* 2004.