

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**SISTEMA DE FRECUENCIA INTERMEDIA
EN UN RADIÓMETRO DE BANDA ANCHA A
90 GHZ**

**(Intermediate frequency system in a
broadband 90 GHz radiometer)**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Marco Antonio Moñino Villar

Septiembre - 2015



E.T.S. DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Marco Antonio Moñino Villar

Director del TFG: Eduardo Artal Latorre

Título: “SISTEMA DE FRECUENCIA INTERMEDIA EN UN RADIÓMETRO DE BANDA ANCHA A 90 GHZ”

Title: “Intermediate frequency system in a broadband 90 GHz radiometer”

Presentado a examen el día: 16 Septiembre 2015

para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

Composición del Tribunal:

Presidente: Artal Latorre, Eduardo

Secretario: De La Fuente Rodriguez, Maria Luisa

Vocal: Fernandez Ibañez, Tomás

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Índice

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	4
1.1. PRINCIPIOS DE LA RADIOASTRONOMÍA	4
1.1.1. RANGO DE FRECUENCIAS	5
1.1.2. TECNOLOGÍA UTILIZADA	6
1.2. TIPOS DE EMISIONES DETECTABLES	6
1.2.1. RADIACIÓN DEL CUERPO NEGRO	7
1.2.2. EMISIÓN FREE-FREE	8
1.2.3. LÍNEAS ESPECTRALES DE EMISIÓN O ABSORCIÓN	9
1.2.3.1. TIPOS DE LÍNEAS ESPECTRALES DE EMISIÓN O ABSORCIÓN	9
1.2.3.2. LÍNEA DE 21 CM DEL HIDRÓGENO NEUTRO	9
1.2.4. EMISIÓN SINCROTRÓN	10
1.3. HISTORIA DE LA RADIOASTRONOMÍA	10
1.4. MOTIVACIÓN DEL PROYECTO	16
1.5. ESTRUCTURA DEL TRABAJO	17
 CAPÍTULO 2. RECEPTORES DE RADIOASTRONOMÍA	 18
2.1. ¿QUÉ ES UN RADIÓMETRO?	18
2.2. TIPOS DE RADIÓMETROS	20
2.2.1. RADIÓMETRO DE POTENCIA TOTAL	20
2.2.2. SENSIBILIDAD CON INESTABILIDADES	23
2.2.2.1. RUIDO 1/f	23
2.2.2.2. EFECTO SOBRES LAS PRESTACIONES DEL RADIÓMETRO	24
2.2.3. RADIÓMETRO DE DICKE	25
2.2.4. RADIÓMETRO DE CORRELACIÓN	27
 CAPÍTULO 3. RADIÓMETRO DE BANDA ANCHA A 90 GHZ	 29
3.1. INTRODUCCIÓN	29
3.2. ESQUEMA DEL RECEPTOR	30
3.3. COMPONENTES DEL RECEPTOR	31
3.3.1. ANTENAS DE LA BOCINA	32

3.3.2. POLARIZADOR	34
3.3.3 TRANSDUCTOR ORTOMODO (OMT)	35
3.3.4. AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO EN LA BANDA DE RF	36
3.3.5. FILTROS DE PASO BANDA CON ALTO RECHAZO EN BANDA IMAGEN	37
3.3.5.1. ESPECIFICACIONES	38
3.3.6. MEZCLADORES SUB-ARMÓNICOS	38
3.3.7. BLOQUE DE CONMUTADORES DE FASE	39
3.3.8. AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO EN LA BANDA DE FI	40
3.3.9. BLOQUE DE DETECCIÓN	41
3.4. PRINCIPIOS DE OPERACIÓN. PARÁMETROS DE STOKES	41
CAPÍTULO 4. MEDIDAS EXPERIMENTALES Y SIMULACIÓN	44
4.1. MEDIDAS TEÓRICAS Y EXPERIMENTALES	44
4.1.1 FILTRO EN BANDA CON ALTO RECHAZO EN BANDA IMAGEN	44
4.1.1.1 IMPLEMENTACIÓN	44
4.1.1.a. DISEÑO DEL FILTRO	45
4.1.1.b. AJUSTE DEL FILTRO	47
4.1.1.c CONSIDERACIONES DE FABRICACIÓN	48
4.1.1.2 MEDIDAS	48
4.1.1.3 CONCLUSIONES	49
4.1.2 DETECTOR DE SEÑAL	49
4.2. SIMULACIONES	49
4.2.1. AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO CRIOGÉNICOS EN LA BANDA DE RF	49
4.2.2. FILTROS DE PASO BANDA CON ALTO RECHAZO EN BANDA IMAGEN	51
4.2.3. AMPLIFICADORES EN BAJO RUIDO EN LA BANDA DE FI	52
4.2.4. ANÁLISIS DEL SISTEMA TOTAL	53
4.2.4.1. RAMA A Y B	53
4.2.4.2. POTENCIA DE LA SEÑAL A LA SALIDA DEL RECEPTOR	54
CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE FUTURO	55
REFERENCIAS	56

Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a Eduardo Artal la oportunidad de realizar este proyecto de fin de grado. Su gran labor académica y su dedicación han sido, en gran parte, lo que me ha conducido aquí.

No quiero olvidarme de Maria Luisa de la Fuente y José Vicente Terán la ayuda ofrecida para resolver dudas por banales que fueran.

A mis amigos de siempre, especialmente a Karla Mantilla, Juan Carlos Rodríguez e Israel Martínez, por todos los buenos momentos y porque cada vez que nos vemos parece que no ha pasado el tiempo.

A mi familia, en especial a mi madre, que han hecho posible que pueda estar donde estoy, sin ellos no sería la persona que soy. Muchas gracias por todo.

A Elena, por ser el punto de apoyo que toda persona necesita. Gracias por sacar lo mejor de mí en cada momento.

Por último, a todo el que lea el proyecto, espero que lo disfrute, al menos, una mínima parte lo que lo he disfrutado yo haciéndolo.

Muchas gracias

1

Introducción

El objetivo de este trabajo de fin de grado es el análisis de un receptor de radioastronomía, de tipo radiómetro, para la banda de 90 GHz. Se está construyendo en el grupo de Radiofrecuencia y Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, de la Universidad de Cantabria, gracias a un proyecto de investigación financiado por el Plan Nacional de I+D+i, con el acrónimo RADOM. Se pretende analizar la polarización de la señal del Fondo Cósmico de Microondas, herramienta muy valiosa para mejorar el conocimiento de las leyes físicas del universo.

Se incluye en esta introducción una explicación sobre qué es la Radioastronomía y qué mecanismos producen la emisión de la radiación que observamos. Se incluye después una reseña histórica que narra el nacimiento de la Radioastronomía, los trabajos de importantes ingenieros y algunos centros y observatorios radioastronómicos. Pero sobre todo, se muestra cuáles han sido y siguen siendo los principales objetivos del desarrollo tecnológico en la Radioastronomía para cumplir los retos científicos que se plantean en cada época: la mejora de la sensibilidad y el aumento de la resolución angular.

1.1 PRINCIPIOS DE LA RADIOASTRONOMÍA

El origen de la Radioastronomía se remonta a los años 30, hasta entonces, casi todo el conocimiento sobre el Universo había sido obtenido gracias a observaciones astronómicas en el rango óptico. Los astrónomos estudiaban los planetas, las estrellas, las galaxias y otros objetos celestes usando los telescopios ópticos a partir de la luz visible, es decir, la radiación electromagnética que el ojo humano es capaz de percibir.

Por tanto, se puede afirmar que la Radioastronomía es aquella rama de la Astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo las ondas electromagnéticas que provienen del Universo cuyas longitudes de onda se encuentran en la región radio del espectro.

Para definir la radioastronomía, se hace por un lado en términos del rango de frecuencias que se observan desde Tierra, y por otro lado, en términos de la tecnología que utiliza.

1.1.1 Rango de frecuencias

Dentro de la Radioastronomía se puede considerar observaciones tanto desde Tierra como desde el propio espacio.

Considerando las observaciones desde Tierra, debido a la absorción del plasma ionosférico, el límite inferior de frecuencia es de unos 10 MHz. El límite superior se encuentra en torno a 1THz debido a la absorción del vapor de agua atmosférico. Hay que tener en cuenta que no todo el espectro es utilizable debido a que existen algunas frecuencias donde la absorción de los componentes de la atmósfera es intensa, siendo así de escasa utilidad. La amplitud del espectro utilizable es de unas dieciséis octavas, mayor que las siete octavas disponibles para el infrarrojo o la única octava que ocupa la radiación visible estudiada hasta la actualidad.

Considerando las observaciones desde el espacio, el rango de longitudes de onda aumenta.

La región radio del espectro electromagnético se suele dividir en función de los rangos de frecuencia, según [1.1]:

- Frecuencias extremadamente bajas, (Extremely Low Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 3 a 30 Hz. Este rango es equivalente a aquellas frecuencias del sonido de la parte más baja del intervalo de percepción del oído humano.
- Frecuencias super bajas, (Super Low Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 30 a 300Hz. Este rango incluye las ondas electromagnéticas de frecuencia equivalente a los sonidos graves que percibe el oído humano.
- Frecuencias ultra bajas, (Ultra Low Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 300 a 3000 Hz. Este rango es equivalente a la frecuencia sonora normal para la mayor parte de la voz humana.
- Frecuencias muy bajas, (Very Low Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 3 a 30 kHz. Los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango son los gubernamentales y militares.
- Frecuencias bajas, (Low Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 30 a 300 kHz. Los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango son los aeronáuticos y marinos.

- Frecuencias medias, (Medium Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 300 a 3000kHz. Las ondas más importantes en este rango son las de radiodifusión de AM.
- Frecuencias altas, (High Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 3 a 30 MHz. En este intervalo se encuentra una amplia gama de tipos de radiocomunicaciones como radiodifusión, comunicaciones gubernamentales y militares y aquellas comunicaciones en banda de radioaficionados y banda civil.
- Frecuencias muy altas, (Very High Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 30 a 300 MHz. Los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango son la radio móvil, los aeronáuticos y marinos, la transmisión de radio en FM y los canales de televisión del 2 al 12.
- Frecuencias ultra altas, (Ultra High Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 300 a 3000 MHz. Los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango son los móviles de comunicación en tierra, los servicios de telefonía celular y los servicios militares. También incluye los canales de televisión de UHF, es decir, del 21 al 69.
- Frecuencias super altas, (Super High Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 3 a 30 GHz. Los principales servicios de comunicaciones que trabajan en este rango son las comunicaciones vía satélite y radioenlaces terrestres, los servicios militares y en comunicaciones de alta tasa de transmisión de datos a muy corto alcance.
- Frecuencias extremadamente altas, (Extrematedly High Frequencies), aquellas que se encuentran en el intervalo de 30 a 300 GHz. Los equipos usados para transmitir y recibir estas señales son más complejos y costosos, por lo que no están muy difundidos aún.

1.1.2 Tecnología utilizada

Dentro de la tecnología utilizada en radioastronomía, se distingue el uso de receptores coherentes (y no coherentes en menor medida) y el uso de los sistemas limitados por difracción.

1.2 TIPOS DE EMISIONES DETECTABLES

Tras el nacimiento de la radioastronomía, se abre la primera ventana del espectro electromagnético, que hasta entonces sólo había aprovechado el rango visible.

A diferencia de los objetos estudiados en longitudes del rango óptico en los que radian porque están a miles de grados centígrados, en radioastronomía esta radiación es producida por diferentes mecanismos físicos que diferían considerablemente a los utilizados previamente. Esto permitió a los científicos conocer nuevas formas de ver y entender el Universo.

Estos mecanismos que producen la radiación electromagnética son la radiación del cuerpo negro, la emisión free-free en un gas ionizado, la emisión de líneas espectrales y la radiación sincrotrón.

1.2.1 Radiación del cuerpo negro

Todo cuerpo, por el hecho de estar a una cierta temperatura superior al cero absoluto, emite energía electromagnética, denominada radiación térmica, generada por el movimiento acelerado que sufren las partículas cargadas que constituyen el cuerpo. Es el caso de la radiación térmica del Sol.

Mediante “La ley de Planck” (1) se describe la variación con la frecuencia de la radiación térmica emitida por un cuerpo negro en equilibrio termodinámico, es decir, la temperatura, como cité anteriormente, provoca el movimiento acelerado de moléculas y átomos cargados dando lugar así a la emisión de la radiación electromagnética.

$$I(\nu, T) = \frac{2h\nu^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} \quad (1)$$

$I(\nu, T)d\nu$ es la cantidad de energía por unidad de área, unidad de tiempo y unidad de ángulo sólido; h es una constante que se conoce como constante de Planck; c es la velocidad de la luz; y k es la constante de Boltzmann.

Cuando la temperatura del objeto alcanza el equilibrio, el espectro presenta un máximo a una frecuencia inversamente proporcional a la temperatura del objeto, cuya intensidad aumenta cuanto mayor es la temperatura.

El fondo de radiación cósmica es uno de los ejemplos más famosos de emisión térmica. Esta radiación se encuentra en todo el Universo desde la explosión del Big Bang y ha ido enfriándose hasta la actualidad cuya temperatura es de 2.725 K haciendo que su espectro presente un máximo en torno a 160 GHz siendo observado en la región radio.

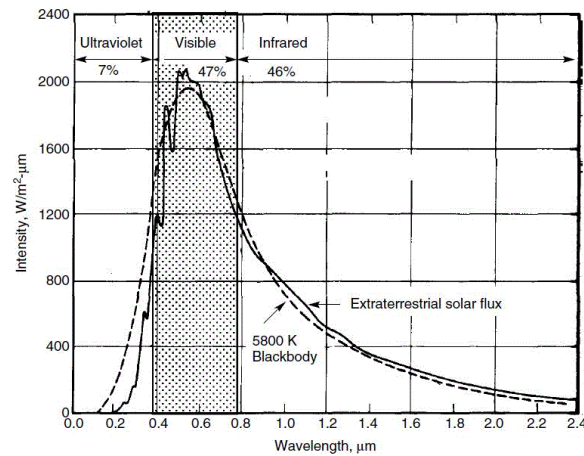


Figura (1.1). Patrón de emisión de radiación de un cuerpo negro

Los objetos más fríos del Universo como planetas, lunas, asteroides, cometas u otros cuerpos emiten radiación térmica detectada en el rango de frecuencias radio.

1.2.2 Emisión free-free

La radiación electromagnética mediante emisión free-free se produce cuando un electrón se ve afectado por otra partícula cargada que le hace acelerar de forma considerable, es decir, la aceleración que sufre un electrón al ser deflectado. Debido a esta radiación, el electrón permanece libre antes y después de la aceleración. En la región radio del espectro, las fuentes de emisión pueden ser el gas ionizado que se encuentran cerca de las regiones de formación estelar o núcleos galácticos activos.

Es el caso de la nebulosa de Orión, es decir, una nube de hidrógeno ionizado cuyo espectro es plano a frecuencias altas.

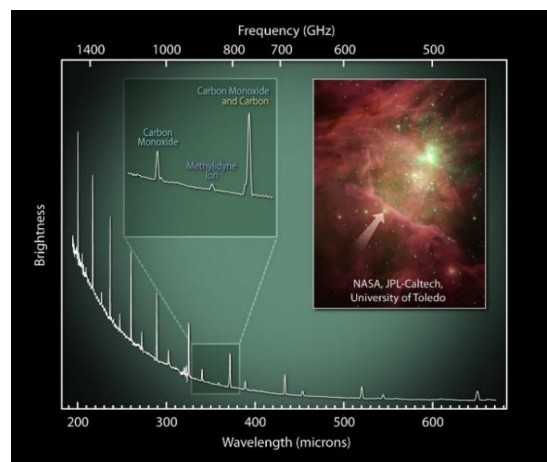


Figura (1.2). Espectro en la Barra de Orión, parte de la nebulosa de Orión donde el gas del extremo está parcialmente ionizado por la intensa radiación de estrellas jóvenes y calientes.

1.2.3 Líneas espectrales de emisión o absorción

Una línea espectral [1.2] es una línea oscura o brillante en el espectro electromagnético uniforme y continuo, obtenida como resultado de un exceso o una carencia de fotones en un rango estrecho de frecuencias, comparado con las frecuencias cercanas.

Cuando existe un exceso de fotones de una cantidad de energía concreta se habla de una línea de emisión, en cambio, cuando existe una carencia se habla de una línea de absorción. Por tanto, como conclusión de lo anterior, este tipo de emisión o de absorción de banda estrecha está relacionada con las transiciones moleculares entre estados de diferente energía, es decir, cuando se produce una transición, se emite o absorbe un fotón de la misma energía que la diferencia energética entre los dos estados.

El estudio de las líneas espectrales permite realizar un análisis químico de cuerpos lejanos, siendo la espectroscopia uno de los métodos fundamentales usados en la Radioastronomía.

1.2.3.1 Tipos de líneas espectrales de emisión o absorción

La diferencia energética entre estados en las transiciones electrónicas es del orden de eV, situándose las líneas en la región visible y ultravioleta del espectro.

La diferencia energética entre estados en las transiciones vibracionales, causadas por oscilaciones de la posición relativa del núcleo con respecto a su posición de equilibrio, es del orden de 0.1 - 0.01 eV, situándose las líneas en la región del infrarrojo.

La diferencia energética entre estados en las transiciones rotacionales, relacionadas con la rotación del núcleo, es del orden de 10^{-3} eV, situándose las líneas en longitudes de onda centimétricas y milimétricas.

En Radioastronomía solo se pueden observar líneas espectrales relacionadas con transiciones rotacionales y con alguna transición vibracional.

1.2.3.2 Línea de 21 cm del hidrógeno neutro

La línea de 21 cm del hidrógeno neutro fue de gran importancia porque permitió a los radioastrónomos obtener la estructura espiral de nuestra galaxia y su rotación, demostrando que este gas está presente en prácticamente todo el Universo.

La línea de 21 cm del hidrógeno neutro es muy particular, ya que está asociada con la ligera diferencia de energía que existe entre la configuración del átomo cuando los spines del electrón y del protón están alineados y cuando están en direcciones opuestas. La probabilidad de emisión espontánea es tan baja que un átomo en el estado de mayor energía permanece en él 11 millones de años, en promedio, antes de caer al estado de menor energía emitiendo un fotón de 21 cm de longitud de onda.

1.2.4 Emisión sincrotrón

La radiación de sincrotrón es la radiación electromagnética producida por la aceleración de partículas cargadas, tales como electrones, que se mueven según una trayectoria curva a una velocidad cercana a la de la luz, dentro de un campo magnético.

La forma del espectro es bastante independiente de la intensidad y geometría del campo magnético: cuanto más rápido se mueven los electrones, más corta es la longitud de onda de la radiación (índice espectral, $\alpha > 0$), en cambio, para frecuencias muy bajas, por diversas razones, sucede lo contrario ($\alpha < 0$). Sin embargo, la intensidad y la polarización dependen bastante del campo magnético.

La emisión sincrotrón es la forma de emisión no-térmica más común. A diferencia de la emisión térmica, la emisión sincrotrón está polarizada, generalmente de forma lineal. Para mantener la radiación sincrotrón es necesario tener una fuente de electrones a velocidades cercanas a la luz, como puede ser un remanente de supernova, radio-galaxia y púlsares.

1.3 HISTORIA DE LA RADIOASTRONOMÍA

La ciencia de la Radioastronomía tuvo sus comienzos con los experimentos de Karl G. Jansky en 1931 mientras trabajaba como ingeniero en Holmdel, New Jersey, para la compañía Bell Telephone. Su trabajo consistía en el estudio de la dirección de llegada de las interferencias producidas por tormentas en las comunicaciones transoceánicas [1.3] con el objetivo de mejorar la relación señal-ruido de la transmisión. Para solucionar el problema, Jansky fabricó una antena unidireccional polarizada verticalmente conectada a un receptor que operaba a 20,5 MHz.

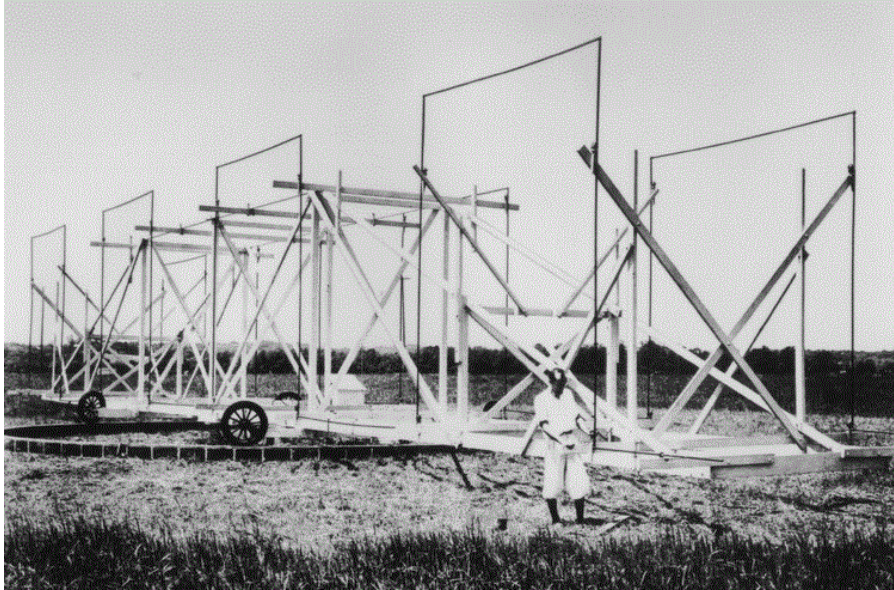


Figura (1.3). Karl G. Jansky con su antena unidireccional polarizada verticalmente conectada a un receptor que operaba a 20,5 MHz.

En diciembre de 1932, Jansky publicó "Proceedings of the Institute of Radio Engineers" [1.4] donde explicó los resultados de sus experimentos identificando tres fuentes de estática: estática de tormentas locales, estática de tormentas lejanas preferentemente del sur y un ruido constante siseo de origen desconocido.

En 1933 publicó "Disturbios eléctricos de posible origen extraterrestre" [1.5] donde explicó que la dirección de llegada de las interferencias provenía de una fuente externa al sistema solar.

En 1935, Jansky demostró que estas interferencias procedían de la Vía Láctea siendo mayor la potencia recibida desde el centro de la misma. Este hecho condujo a la conclusión de que la fuente de estas interferencias estaba localizada en las propias estrellas o en el material interestelar distribuido en el plano de la galaxia. Jansky notó que si las interferencias, la radiación, provenía de las estrellas se debería observar una fuerte potencia desde el Sol lo que nunca se había detectado hasta ese momento.

En 1937, aparece Grote Reber, ingeniero en radio residente en Wheaton, Illinois. Reber, tras haberse interesado por las publicaciones de Jansky, pidió trabajo para la compañía Bell Telephone pero ésta ya no seguía en esa área de investigación [1.6]. Reber no sólo quería confirmar los trabajos de Jansky sino que quería conocer el comportamiento de la intensidad de la radiación con la posición observada del cielo y con la longitud de onda.

Hasta ese momento se pensaba que la radiación que Jansky estudió obedecía a las leyes de la radiación del cuerpo negro de Max Planck, es decir, la intensidad de la radiación sería mayor cuanto menor fuese su longitud de onda.

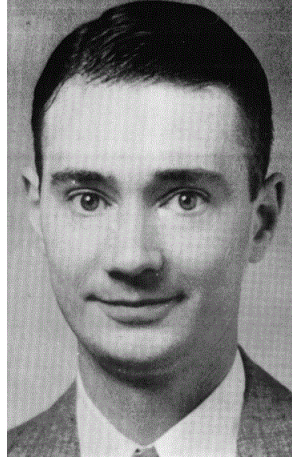


Figura (1.4). Grote Reber.

Por esa razón, en 1937 Reber construyó en su casa una antena parabólica de 10 metros de diámetro. La detección de la radiación a una longitud de onda menor permitiría reducir el haz de radiación para el mismo diámetro de antena, mejorando la precisión del posicionamiento celeste de las fuentes.

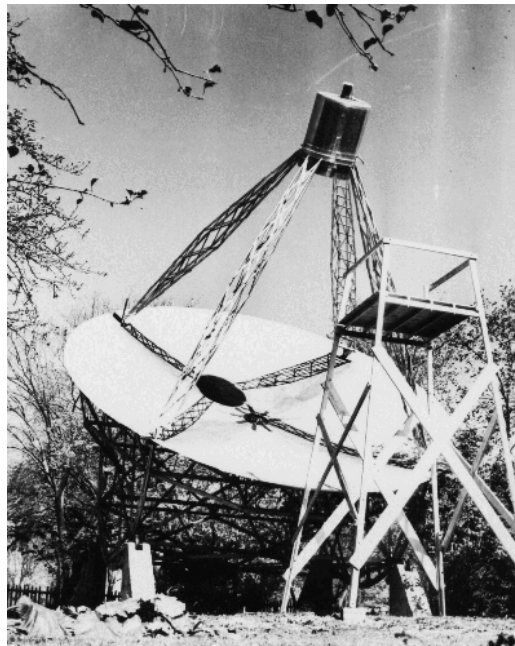


Figura (1.5). Antena parabólica de 10 metros de diámetro de Reber.

Durante los años 1938 y 1939, Reber realizó varios intentos a menores longitudes de onda, para las cuales el ruido del receptor era demasiado elevado hasta que en la primavera de 1939 detectó el ruido radio emitido por nuestra galaxia, al que llamó “Cosmic State” [1.7], a una longitud de onda de 1.87 m (160 MHz) y con un ancho de haz de 12°.

En 1940 publicó en el "Astrophysical Journal" una pequeña nota adelantando el descubrimiento pero tras el poco protagonismo obtenido, siguió trabajando hasta que en 1944 publicó los primeros mapas del radiocielo mostrando en ellos la radiación de fondo descubierta. Antes, en 1942 ya había recibido más atención gracias a un artículo publicado en el Proceedings of the Institute of Radio Engineers.

En las palabras de Reber, sus mapas mostraban fuentes intensas de radiación provenientes de la constelación de Sagitario, desde Cygnus, que después fue la primera radio galaxia conocida, a Cassiopeia y Crab Nebula, los primeros remanentes de supernova.

Una de sus mayores contribuciones fueron los radiomapas de grandes extensiones del cielo, con los que propuso a los astrónomos un método de estudio de la estructura galáctica que dio comienzo a una importante línea de investigación.

Hay una interesante historia concerniente al informe de Reber de 1940 en el Astrophysical Journal. En plena guerra mundial, el artículo de Reber llegó al observatorio de Leyden, en Holanda. Allí el profesor Jan H. Oort, entonces director del observatorio, se dio cuenta de que la radiación observada por Jansky y Reber era de continuo, es decir, la radiación se extendía por un gran intervalo de onda, y sugirió que si había una manera de obtener una línea monocromática se podrían obtener grandes avances y hallazgos.

En 1944 [1.8], año de la publicación de los primeros mapas del radiocielo, Van de Hulst, un joven investigador informó que el hidrógeno neutro del espacio interestelar tenía una longitud de onda de 21.1 cm (1420 MHz) correspondiente a una transición entre dos niveles de estado más bajo de energía del átomo relacionados con el spin de su electrón. Van de Hulst sugirió que valía la pena investigar por ahí.

Tras años de investigaciones, en 1951 se detecta esta línea de emisión gracias a Ewen y Purcell en la Universidad de Harvard [1.9]. En pocas semanas más, lo hicieron Muller y Oort en Leyden y en 1952 Christiansen en Sydney, Australia.

Las observaciones en la línea de hidrógeno han sido de inmenso valor y han marcado un rápido y profundo progreso en las fases activas de la radioastronomía. Uno de los resultados más espectaculares ha sido el mapeo de la estructura de nuestra galaxia y del estudio más reciente de otras galaxias.



Figura (1.6). Estructura de la galaxia M51 obtenida mediante mediciones de velocidades radiales de las nubes de hidrógeno atómico

Tras la segunda guerra mundial, los estudios y trabajos en radioastronomía se multiplicaron, principalmente en Reino Unido y Australia. En 1947 se construyó en Manchester, Reino Unido, una antena fija de 66 m de diámetro. En 1957 se construyó otra antena, en este caso móvil, de 76 m de diámetro convirtiéndose durante muchos años en el radiotelescopio más grande del mundo.

Uno de los problemas más importantes en los primeros tiempos fue la identificación de las radiofuentes, para lo que era necesario posicionar la fuente con mayor precisión. Un esfuerzo particular para conseguirlo fue el interferómetro de Smith desarrollado en Cambridge, Reino Unido. Tras la identificación de Cygnus, se concluyó que la mayoría de radiofuentes no identificadas estaban a distancias más lejanas de lo que los telescopios ópticos podían explorar. De esta forma la radioastronomía adquirió gran relevancia en los estudios cosmológicos de las primeras etapas de formación del universo.

Otro de los asuntos relevantes fue conocer el tamaño angular de las radiofuentes, difícil y complejo por la pobre resolución angular de las antenas e interferómetros desarrollados hasta la época.

Durante los años 50 y 60, la radioastronomía sufrió un importante cambio convirtiéndose en una gran ciencia. Los radioastrónomos ascendieron a frecuencias más altas en busca de mayor resolución angular mediante receptores de microondas de mejor sensibilidad.

En 1957 se construyó el radiotelescopio de Jodrell Bank, en Manchester, convirtiéndose en el radiotelescopio más conocido del mundo por tener un diámetro de 76 m, es decir, por ser el mayor durante muchos años.

En 1961, se construyó el reflector de 64 m de diámetro, en Australia. Su mayor contribución fue el descubrimiento de los cuásares.

En 1963 se construyó el reflector esférico de Arecibo, en Puerto Rico, de muy poca movilidad y de 305 m de diámetro. Su mayor contribución fue en 1974 con el descubrimiento de las ondas gravitacionales que emanan de los sistemas decadentes binarios de pulsares. Durante los años 90 se utilizó con el objetivo de buscar inteligencia extraterrestre.

El último y mayor reflector con movimiento total del siglo XX es el de Effelsberg, en Alemania, de 100 m de diámetro.

Entre 1970 y 1990 la interferometría fue la técnica más importante de la radioastronomía. Consiste en combinar la luz proveniente de diferentes receptores, telescopios o antenas para obtener una imagen de mayor resolución. Su implementación es más difícil cuanto más corta es la longitud de onda debido a la mayor precisión mecánica que se requiere al utilizar dichas longitudes.

Durante los años 90 un aspecto importante de la instrumentación en radioastronomía era la extensión de las capacidades de observación en milimétricas y submilimétricas.

La necesidad de aumentar significativamente la sensibilidad y la resolución angular en milimétricas y submilimétricas [1.10] ha impulsado la construcción en Chile del gran interferómetro “Atacama Large Millimeter Array” (ALMA), convirtiéndose en el mayor proyecto astronómico del mundo. Consiste en 66 reflectores parabólicos de 7 m y 12 m de diámetro destinados a observar longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. Su inauguración se llevó a cabo el 13 de marzo de 2013.



Figura (1.7). "Atacama Large Millimeter Array", 66 reflectores parabólicos de 7 m y 12 m de diámetro destinados a observar longitudes de onda milimétricas y submilimétricas

El siguiente gran proyecto internacional tras el ALMA es la construcción del radiotelescopio "Square Kilometre Array" (SKA) [1.11]. Surge de la necesidad de mejorar enormemente la capacidad de observación en longitudes de onda de metros y centimétricas, en sensibilidad, velocidad de observación y resolución angular, para extender la investigación a zonas más profundas del espacio que nos descubrirán las épocas más tempranas de la formación del universo.

Con un área colectora de un kilómetro cuadrado, SKA extenderá su rango de frecuencias de observación entre 60 MHz y 25 GHz. Gracias a su tamaño será 50 veces más sensible que los instrumentos que se utilizan en la actualidad, es decir, el SKA será el instrumento de observación radioastronómica más sensible jamás construido y será capaz de detectar todos los núcleos galácticos activos hasta un corrimiento al rojo de 6, cuando el universo no tenía aún mil millones de años. Con esta herramienta será posible detectar planetas similares a la Tierra a distancias de entre cientos y miles de años luz. Para ello el complejo contará con aproximadamente 3.000 telescopios, de 15 metros de diámetro cada uno. El radiotelescopio se instalará en territorio de Australia y de Sudáfrica. Sus obras comenzarán en 2016 y no concluirán hasta 2020.

1.4 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO

Los trabajos desarrollados en este trabajo de fin de grado consisten en el análisis de un receptor de radioastronomía, de tipo radiómetro, para la banda de 90 GHz. Están incluidos dentro del proyecto RADOM, acrónimo con el que se conoce al receptor.

Este receptor se está construyendo en el grupo de Radiofrecuencia y Microondas del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones, de la Universidad de Cantabria. Se pretende analizar la polarización de la señal del Fondo Cósmico de Microondas, herramienta muy valiosa para mejorar el conocimiento de las leyes físicas del universo.

1.5 ESTRUCTURA DEL TRABAJO

A continuación se explica la estructura del trabajo, presentando brevemente el contenido de cada uno de los capítulos que lo componen:

- En el capítulo 2 se presenta un resumen de los receptores de Radioastronomía: definición de un radiómetro y tipos de radiómetro como el radiómetro de potencia total, de Dicke o de correlación.
- En el capítulo 3 se describe el esquema y diseño, con componentes ideales y con datos de componentes reales, del bloque de frecuencia intermedia (FI) del receptor RADOM, receptor de radioastronomía de banda ancha destinada a obtener datos de polarización del Fondo Cósmico de Microondas (CMB) desde el cielo. Banda de FI de 3 a 21 GHz. Banda de RF de 81 a 99 GHz. El radiómetro funcionará como un polarímetro para obtener la polarización, los parámetros de Stokes (Q, T e I), de la señal electromagnética entrante a la bocina. Se presentan y explican los distintos componentes que forman el radiómetro.
- En el capítulo 4 se describen medidas experimentales y simulaciones en ADS del radiómetro RADOM. Se simulan los amplificadores en la banda de RF y FI, los filtros de paso banda y se obtiene la ganancia y la potencia a la señal a la salida del sistema.
- En el capítulo 5 se enumeran algunas posibles mejoras por realizar en el futuro.

2

Receptores de Radioastronomía

2.1 ¿QUÉ ES UN RADIÓMETRO?

Un radiómetro es un receptor de gran sensibilidad diseñado para detectar la emisión electromagnética de un cuerpo. El nivel de potencia de la señal en los radiómetros es normalmente bastante pequeña, por lo tanto, unos requerimientos bastante importantes para esta clase de receptores son una sensibilidad y una estabilidad alta.

Uno de los problemas más importantes en radiometría es establecer la temperatura de la fuente, ya que es necesario encontrar la más baja detectable. Generalmente está determinada por las fluctuaciones de ruido que se originan en el receptor a su salida. La fuente genera una señal de tipo ruido térmico, por lo tanto, se deben utilizar técnicas especiales para disminuir las fluctuaciones espurias en la salida producidas por los circuitos del receptor, y para diferenciarlas de la señal real.

Los elementos básicos que forman un radiómetro son una antena, amplificadores de bajo ruido y banda ancha, un filtro paso banda, un detector cuadrático, un filtro paso bajo que actúa como integrador y un sistema de adquisición de datos para procesar las señales. En el caso del radiómetro RADOM, los elementos que lo forman son la antena de bocina, el polarizador, el OMT y los amplificadores de bajo ruido criogénicos (LNA), los amplificadores de bajo ruido en la banda de RF, los filtros de paso banda, el mezclador, los conmutadores de fase, el divisor de potencia, los amplificadores de bajo ruido en la banda de FI, el combinador y el bloque de detección.

Al definir la potencia enviada por la antena a un receptor como $P_A = k \cdot T_n \cdot B$, donde k es la constante de Boltzmann $1.38 \cdot 10^{-23}$ Julio/K y B el ancho de banda, la función del radiómetro es medir T_n , esto es, la temperatura radiométrica de la antena.

Conceptualmente, si se mide la tensión de la salida en función de la temperatura de ruido de una fuente de ruido conectada al terminal de entrada en lugar de la antena, se representa la función de transferencia del radiómetro.

ΔT , sensibilidad radiométrica en temperatura, o conocido como la precisión con la que podemos medir T_n se define como el cambio de temperatura mínimo de la antena, T_n , que puede detectarse a la salida del radiómetro dependiendo del ruido térmico, del ancho de banda de radiofrecuencia y del ancho de banda de video.

La calidad de un radiómetro de microondas viene caracterizado por ΔT y se calcula según (2).

$$\Delta T = \frac{T_{SIS}}{\sqrt{B \cdot \tau}} \quad (2)$$

T_{SIS} , medido en grados kelvin, es la temperatura de ruido de todo el sistema que realiza la medida. Su obtención se realiza mediante la suma de la temperatura de ruido de la antena y del receptor. La constante τ , medida en segundos, es el tiempo de integración del filtro paso bajo del receptor. B , medido en hercios, es el ancho de banda efectivo en radiofrecuencia antes de de que la señal sea detectada.

El ancho de banda efectivo de un radiómetro se calcula para conocer la sensibilidad en temperatura detectada del mismo. Éste no suele coincidir con el ancho de banda a 3 dB. La forma de calcular el ancho de banda efectivo de un radiómetro viene descrita por (3).

$$B = \frac{\left[\int_0^\infty G(f) df \right]^2}{\int_0^\infty [G(f)]^2 df} \quad (3)$$

$G(f)$ es la ganancia del receptor en la banda en función de la frecuencia que incluye la ganancia de RF de los amplificadores, los filtros y la ganancia de conversión del detector.

En el receptor, toda medida se ve afectada por el ruido del propio receptor, por tanto, cuanto mejor aislemos el ruido de la medida deseada, se obtendrá un mejor radiómetro. Este aislamiento del ruido de la señal deseada no es una tarea fácil ya que el ruido no afecta de igual manera a los distintos componentes del radiómetro.

Para conseguirlo se han diseñado y construido diferentes tipos de radiómetros entre los que se encuentran: el radiómetro de potencia total, el radiómetro de Dicke, el radiómetro por adición de ruido, el receptor de correlación, o receptores que son híbridos utilizando dos o más técnicas.

2.2 TIPOS DE RADIÓMETROS

2.2.1 Radiómetro de potencia total

El receptor de potencia total [2.1] es aquel que mide la potencia total de ruido de la antena y el receptor, cuya función principal es la de detectar y medir emisiones de radio de las fuentes. Habitualmente, la emisión consiste en radiación incoherente donde sus propiedades estadísticas no se diferencian del ruido originado en el propio receptor o de la radiación de fondo acoplada al receptor por la antena.

El esquema básico de un receptor de potencia total se muestra en la Figura (2.1).

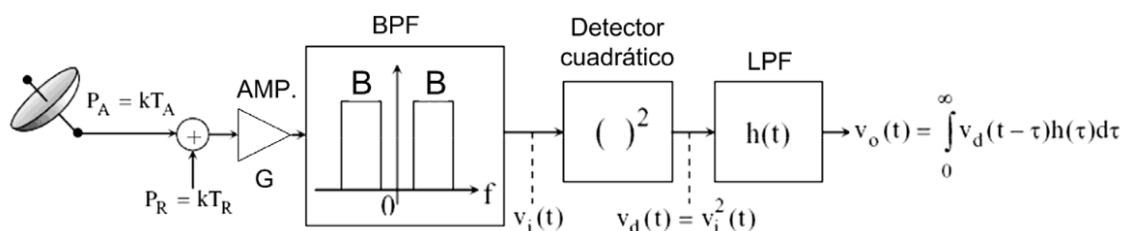


Figura (2.1). Diagramas de bloques de un receptor de potencia total.

Este radiómetro de potencia total obtiene el valor promedio de la tensión dada por un detector cuadrático, proporcional a la potencia de ruido recibida por la antena más la del receptor, tras amplificarla mediante un amplificador de ganancia G , y filtrar con un filtro paso banda de ancho de banda B . De esta manera, el radiómetro de potencia total proporciona el valor de potencia promedio sobre un intervalo, dado por el filtro paso bajo de salida con respuesta al impulso $h(t)$.

$k \cdot T_A$ Watt/Hertz es la densidad espectral de potencia entrado por la antena (P_A), donde T_A es la temperatura de la antena, es decir, el parámetro que se desea medir. $k \cdot T_R$ Watt/Hertz es la señal de ruido P_R añadido por el receptor, debido al ruido térmico y al ruido shot. La suma $k \cdot (T_A + T_R)$ se amplifica y pasa a través del filtro paso banda de anchura B (Hz).

En la Figura (2.2) se representa la forma de onda de las tensiones, y los espectros de potencia correspondientes en varios puntos entre la entrada de la antena y la salida final. $v_i(t)$ es la forma de onda de la tensión de salida del filtro paso banda, y $v_d(t)$ la tensión detectada a la salida del detector cuadrático. La señal de salida $v_o(t)$ del radiómetro es la de salida del filtro paso bajo, caracterizado por su respuesta al impulso $h(t)$, con un ancho de banda B_{LF} .

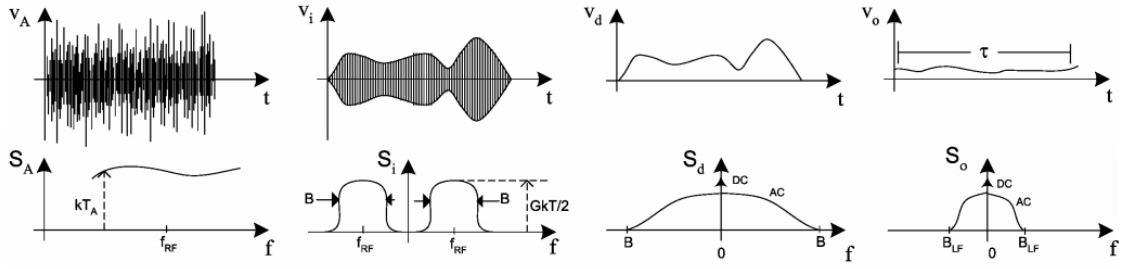


Figura (2.3). Señales en el tiempo y espectros de potencia en un receptor de potencia total.

Si se quiere obtener la sensibilidad del radiómetro de potencia total, se debe evaluar la tensión eficaz a la salida (v_{orms}) expresándola en Kelvin e igualándola a la componente de continua de salida la cual es proporcional a la temperatura de la antena más la del receptor: $(T_A + T_R)$. Se evalúa V_{orms} debido a las fluctuaciones de salida del ruido del sistema.

La obtención de la tensión v_{orms} se hace a partir de la componente de AC de la densidad espectral de potencia de la tensión de salida, $S_o(f)$. v_o , el valor medio de la tensión de salida, es la componente de continua de $S_o(f)$. La tensión a la salida del detector, $v_d(t)$, no es una señal aleatoria gaussiana, pero en cambio las tensiones a su entrada $v_i(t)$ y $v_i(t-\tau)$ son variables aleatorias gaussianas con media cero (JGRVZM: Jointly Gaussian Random Variables with Zero Mean), y se puede aplicar la propiedad del valor esperado de la expresión (4). Primeramente, se evalúa la función de autocorrelación a la salida del detector, $R_d(\tau)$.

$$[xyzw] = E[xy] \cdot E[zw] + E[xz] \cdot E[yw] + E[xw] \cdot E[yz] \quad (4)$$

$$R_d(\tau) = E[v_i^2(t) \cdot v_i^2(t - \tau)] = \overline{v_i^2(t)} \cdot \overline{v_i^2(t - \tau)} + 2(\overline{v_i^2(t) \cdot v_i^2(t - \tau)})^2 = R_i^2(0) + 2R_i^2(\tau)$$

Si se quiere obtener la densidad espectral de potencia a la salida del detector, se debe aplicar la transformada de Fourier como se ve en la fórmula (5).

$$S_d(f) = R_i^2(f) \cdot \delta(f) + 2 \cdot S_i(f) * S_i^*(f) \quad (5)$$

La autocorrelación de la señal de entrada al detector en el cero, $R_i(0)$, es su valor de potencia media, debida al ruido de banda ancha. Por tanto, la potencia de salida de la sección de predetección viene dada por la ecuación (6).

$$R_i(0) = \overline{v_i^2(t)} = kG(T_{\text{sys}} + \Delta T) \cdot B \quad (6)$$

T_{sys} es la temperatura del sistema es y ΔT es la temperatura de ruido de la señal o el cambio de temperatura a medir de la antena. En la sección de predetección se amplifica con una ganancia G y se filtra en un ancho de banda B . El valor medio de continua de la tensión de salida del detector cuadrático, v_d , (7), es proporcional a la potencia de la señal de entrada, v_i .

$$\overline{v_d(t)} = \alpha \cdot \overline{v_i^2(t)} \quad (7)$$

La constante de sensibilidad del detector es α . Esto es, la tensión de salida de DC es proporcional a la potencia de entrada (8).

$$V_{DC} = kG(T_{sys} + \Delta T) \cdot B \quad (8)$$

La potencia de continua a la salida del detector viene dada por (9).

$$V_{DC}^2 = \alpha^2 \cdot R_i^2(0) = (\alpha \cdot kG(T_{sys} + \Delta T) \cdot B)^2 \quad (9)$$

En la Figura (2.4) se muestra el espectro de potencia a la salida del detector, la banda de paso tiene una forma cuadrada de anchura B en la parte de predetección, centrada en la frecuencia f_0 .

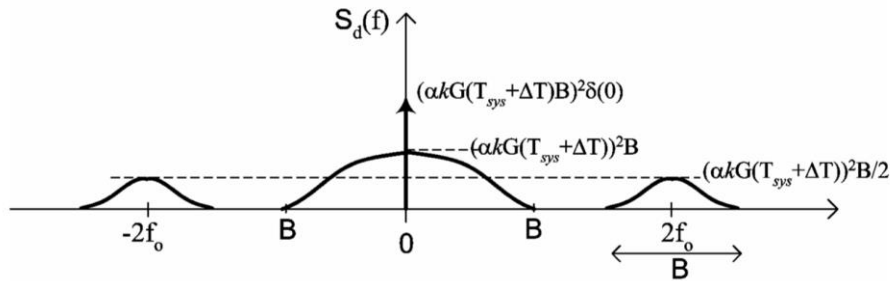


Figura (2.4). Espectro de potencia a la salida del detector.

La potencia de la señal continua a la salida debida a la señal de interés viene dada por la ecuación (10).

$$P' = (\alpha kG\Delta T B)^2 \quad (10)$$

La densidad de potencia debida a la componente AC de baja frecuencia viene dada por la ecuación (11).

$$S_{LF} = 2(\alpha kGT_{sys})^2 \cdot B \quad (11)$$

El integrador se ve alimentado mediante la tensión de salida del detector a través de un filtro paso bajo con el objetivo de suavizar la señal disminuyendo la cantidad de fluctuaciones de ruido. La señal a la salida de todo el radiómetro $v_o(t)$ es la convolución de la señal detectada con la respuesta al impulso, $h(t)$ del filtro. El efecto del filtro paso bajo se obtiene habitualmente por una constante de tiempo larga (orden de segundos) con un circuito integrador RC de tal manera que el ancho de banda equivalente de ruido del filtro paso-bajo, B_{LF} , es mucho más pequeño que el ancho de banda de la sección de pre detección, B . Si el filtro paso bajo tiene una banda de paso rectangular con un ancho de banda equivalente de ruido B_{LF} , la potencia de la señal a la salida debida las fluctuaciones viene dada por la ecuación (12).

$$P_{LF} = 2(\alpha kGT_{sys})^2 \cdot B \cdot B_{LF} \quad (12)$$

La sensibilidad o mínima señal detectable ΔT_{min} del radiómetro (13), en Kelvin, se define como la temperatura de ruido de la señal ΔT que produce una potencia de salida DC del detector P' , igual a la potencia de salida debida al ruido P_{LF} , esto es, cuando el valor de tensión continua es igual al valor eficaz de las fluctuaciones de salida debidas al ruido del sistema.

$$\Delta T_{sys} = T_{sys} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot B_{LF}}{B}} \quad (13)$$

El tiempo de integración equivalente, τ , para un filtro paso bajo de ancho de banda equivalente de ruido B_{LF} viene dado por la ecuación (14). Y la sensibilidad radiométrica, se puede expresar como (15).

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot B_{LF}} \quad (14)$$

$$\Delta T_{min} = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \quad (15)$$

2.2.2 Sensibilidad con instabilidades

2.2.2.1) Ruido 1/f

El ruido es una señal ruidosa, desordenada, que no se repite nunca del mismo modo y, sin embargo, posee características estadísticas que permiten clasificarla. El estudio de esta señal aleatoria genera enorme interés por su ubicuidad y propiedades matemáticas.

Al ruido se le puede clasificar por ruido blanco o por ruido “de color”. En el ruido blanco se hallan presentes por igual todas las componentes en las diversas frecuencias, al igual que en la luz blanca todos los colores se encuentran con igual intensidad.

Al filtrar el ruido blanco, se obtiene un ruido que ya no es blanco, sino “de color”. El ruido gaussiano queda plenamente caracterizado mediante su densidad espectral o espectro de potencia, una función que muestra cómo la potencia total de la señal se distribuye entre las distintas componentes de diversa frecuencia. La densidad espectral de ruido blanco es constante, mientras que el espectro del ruido blanco filtrado en paso bajo es una función que decrece cuando aumenta la frecuencia.

Dentro de los ruidos de color, destaca sobre todo el ruido $1/f$. En este ruido la potencia correspondiente a una determinada componente de Fourier de frecuencia f es inversamente proporcional a f , y la densidad espectral tiene un aspecto sumamente sencillo cuando se la representa en un gráfico doblemente logarítmico, pues se reduce a una recta con pendiente igual a -1 .

El ruido $1/f$ es estacionario, esto es, en promedio sus características permanecen constantes a lo largo del tiempo.

Es difícil observar experimentalmente densidades espectrales que sean de la forma $1/f$. Lo habitual es dar con espectros del tipo $1/f^a$ con $0.8 < a < 1.4$.

No suele evidenciarse un aplanamiento del espectro en bajas frecuencias. Observaciones cuidadosas del ruido $1/f$ en semiconductores muestran que se extiende hasta las frecuencias más bajas perceptibles en el laboratorio (10^{-7} Hz).

El problema del ruido $1/f$ es que la densidad espectral crece indefinidamente cuando la frecuencia tiende a cero.

2.2.2.2) Efecto sobre las prestaciones del radiómetro

En los receptores de radioastronomía es muy importante conocer las fluctuaciones de ganancia y de temperatura de ruido en las etapas amplificadoras del transistor, debido a que esta inestabilidad puede ser confundida con las pequeñas y débiles señales recibidas por la antena. Esto es así porque la señal se mide durante periodos de tiempo durante los que la ganancia de los amplificadores puede variar, dando lugar a un espectro de ruido $1/f$.

Debido a que las señales que se quieren medir son pequeñas, la aparición del ruido $1/f$ puede dar lugar a medidas erróneas. Por este motivo, la calidad de los receptores utilizados tiene que ser lo suficientemente buena para que el ruido no afecte a las señales deseadas. Cualquier inestabilidad en la respuesta del receptor modulará la señal de salida.

La sensibilidad radiométrica se reduce debido a que las fluctuaciones de ganancia y temperatura de ruido de los amplificadores producen inestabilidades. Las fluctuaciones de ganancia, (16), normalmente se deben a pequeñas fluctuaciones térmicas o inestabilidades del semiconductor.

$$g(t) = G(1 + m(t)) \text{ con } |m| \ll 1 \quad (16)$$

Debido a que las fluctuaciones de ganancia son independientes del ruido térmico, las varianzas se suman y la sensibilidad sigue la ecuación (17), con $\overline{m^2}$ el valor cuadrático medio de las variaciones de ganancia.

$$\Delta T = \sqrt{(\Delta T_{\text{térmico}})^2 + \overline{m^2} \cdot T_{\text{sys}}^2} \quad (17)$$

Para un radiómetro de ancho de banda efectivo, B , y temperatura de ruido, T_{sys} , con un tiempo de integración, τ , la sensibilidad, ΔT , viene dada por la ecuación (18).

$$\Delta T = T_{\text{sys}} \cdot \sqrt{\frac{1}{B\tau} + (\Delta G/G)^2} \text{ con } \overline{m^2} = \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 \quad (18)$$

$\Delta G/G$ es la magnitud media de la fluctuación relativa de ganancia con un espectro de frecuencia aproximado $1/f$, observada durante el intervalo de integración. Para un sistema radiométrico ideal desaparecería. El ancho de banda efectivo del radiómetro, B , viene dado por la ecuación (3) como se vio anteriormente.

2.2.3 Radiómetro de Dicke

El receptor de Dicke o de detección síncrona, desarrollado en el laboratorio del Instituto de Tecnología de Massachusett, evita la disminución de sensibilidad debida a fluctuaciones de ganancia.

En la figura (2.3) se muestra el esquema de un radiómetro de Dicke.

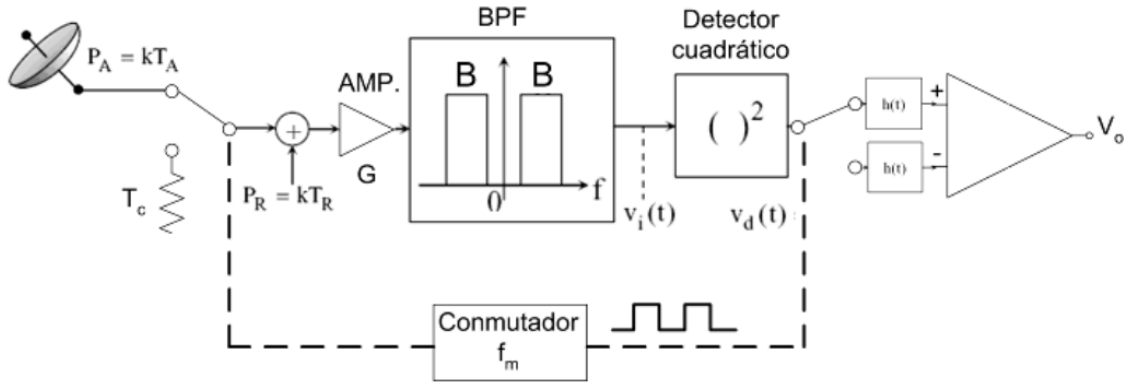


Figura (2.3). Diagrama de bloques de un receptor de Dicke.

En la entrada hay un conmutador que mide durante un tiempo la señal recibida por la antena, y durante otro tiempo una carga resistiva a temperatura constante. Fue el primero en introducir el uso del principio de modulación, para eliminar las inestabilidades del receptor. El conmutador opera a una frecuencia más alta que aquella a la cual ocurren las variaciones de ganancia.

Cuando el receptor esté conectado a la antena la tensión a la salida es (19) y cuando está conectado a la carga (20).

$$V_{oA} = \frac{1}{2} \alpha k G (T_A + T_R) B \quad (19)$$

$$V_{oA} = \frac{1}{2} \alpha k G (T_C + T_R) B \quad (20)$$

α es la constante de sensibilidad del detector, G la ganancia de radiofrecuencia, B el ancho de banda, T_A la temperatura de la antena, T_R la temperatura del receptor, y T_C la temperatura de carga de referencia.

En este tipo de receptores, la sensibilidad depende de la diferencia de temperatura que hay entre la temperatura de la antena y la temperatura de referencia [2.8], (21). Las variaciones de ganancia están presentes en la diferencia de temperatura.

$$\Delta T = \left[\frac{4}{B\tau} \cdot \frac{1}{2} ((T_A + T_R)^2 + (T_C + T_R)^2) + (T_A - T_C) \cdot \left(\frac{AG}{G} \right)^2 \right] \quad (21)$$

Si las temperaturas de la antena y de la carga son iguales, las fluctuaciones de ganancia desaparecen y no hay señal a la salida, es decir, V_{oA} es igual a V_{oC} . La sensibilidad del receptor está determinada por el ruido del sistema, y como la señal sólo se recibe la mitad del tiempo, la sensibilidad es la mitad de la de un receptor de potencia total, (22).

$$\Delta T = \frac{2T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \quad (22)$$

El ancho de banda del filtro paso bajo, debe de ser al menos diez veces la frecuencia de conmutación, para incluir todos los armónicos importantes de la señal cuadrada a la salida.

2.2.4 Radiómetro de correlación

El radiómetro de correlación está formado por dos receptores acoplados en paralelo a una antena multiplicándose las señales a la salida de ambos. La salida de la multiplicación contiene únicamente una señal de correlación o una señal proporcional a la potencia de ruido entrando por la antena, ya que las potencias de ruido que añaden los receptores están incorreladas, y por lo tanto después de la multiplicación no estarán. El radiómetro de correlación permite comparaciones continuas y diferenciación entre dos observaciones independientes, por lo tanto la sensibilidad o la señal mínima detectable se mejora por un factor 2 a diferencia del esquema del radiómetro de Dicke. Respecto a este último tiene la desventaja de tener que hacer dos receptores idénticos.

Mediante el uso de estas técnicas de correlación, la sensibilidad del radiómetro puede mejorarse mucho gracias al bajo grado de correlación del ruido introducido por cada uno de los receptores. En la figura 2.4 se muestra el esquema de un radiómetro de correlación.

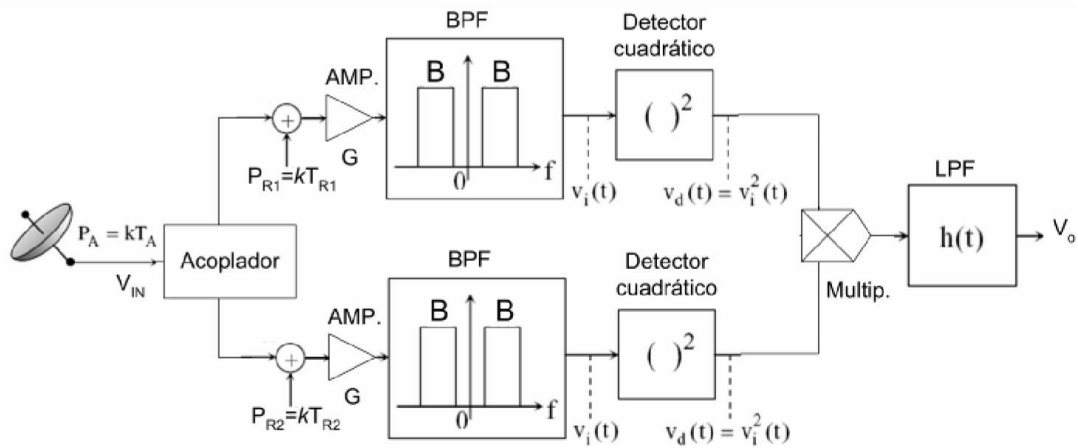


Figura (2.4). Diagrama de bloques de un receptor de correlación.

La señal de entrada está dividida por dos canales separados, y la densidad espectral de potencia a la entrada de cada canal viene dada por la ecuación (23), considerando el espectro en ambos semiejes de frecuencia.

$$S_{in}(f) = \frac{1}{2} k \left(\frac{1}{2} \cdot (T_A + \Delta T) + T_R \right) \quad (23)$$

La sensibilidad del radiómetro de correlación sigue la expresión de la (24).

$$\Delta T \cong \sqrt{2} \cdot \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \cdot \left(\sqrt{1 + \left(\frac{1/2 T_A}{T_{sys}} \right)^2} \right) \quad (24)$$

La temperatura del sistema es T_{sys} igual a $1/2 T_A + T_R$.

Otros tipos de radiómetro de correlación consisten en dos sistemas receptores con antenas separadas. Ambas antenas reciben de la misma fuente de señal. Las dos señales captadas por la antena están correladas en tiempo y al multiplicar la salida de los dos receptores, se obtiene una señal proporcional a la señal de entrada. A pesar de que ambas señales de entrada son coherentes en amplitud y en fase, tras pasar por los sistemas receptores, en general únicamente las amplitudes de las señales mantienen algún grado de correlación. Por tanto, es posible utilizar detección de ley cuadrática, antes de aplicar la correlación, dando lugar al radiómetro de correlación de tipo envolvente, donde sólo las amplitudes son correladas. Cuando la información de fase de las entradas está correlada, las señales son correladas antes de detectar, y este tipo de radiómetro tiene una sensibilidad muy superior.

También existen otros tipos de radiómetros, que son híbridos de dos o más técnicas expuestas anteriormente. El radiómetro de Graham consiste en dos receptores idénticos de tipo Dicke, que conmutan entre una carga y la antena, de modo que siempre se observa el cielo, cada vez por un receptor, mientras que al mismo tiempo por el otro se mide la carga. A la salida se multiplican las dos salidas de los receptores, y la sensibilidad es igual que en un radiómetro de correlación, al tener dos observaciones independientes. Más radiómetros con combinaciones de diferentes técnicas son presentados en las referencias de [2.2] a [2.3].

3

Radiómetro de banda ancha a 90 GHz

El objetivo de este capítulo es describir el esquema y diseño, con componentes ideales y con datos de componentes reales, del receptor RADOM, receptor de radioastronomía de banda ancha destinada a obtener datos de polarización del Fondo Cósmico de Microondas (CMB) desde el cielo.

Banda de FI de 3 a 21 GHz. Banda de RF de 81 a 99 GHz. El radiómetro funcionará como un polarímetro para obtener la polarización, los parámetros de Stokes (Q, T e I), de la señal electromagnética entrante a la bocina.

Posteriormente, se presentan y explican los distintos componentes que forman el radiómetro.

3.1 INTRODUCCIÓN

El análisis de la polarización de la señal del Fondo Cósmico de Microondas (CMB) es una herramienta muy valiosa para mejorar el conocimiento de las leyes físicas del universo. El experimento RADOM es un proyecto coordinado para el diseño, la fabricación y puesta en funcionamiento de un receptor mediante el cual estudiar la señal procedente del CMB. La polarización de la señal del CMB es muy baja lo que hace que se requieran receptores muy sensibles para captar la señal con la calidad suficiente para obtener datos fiables.

El receptor es un radiómetro de muy bajo ruido, y permite obtener los valores de los parámetros de Stokes (Q, U, I) que definen la polarización de una onda electromagnética.

El esquema del receptor se basa en la conmutación de fase (de 90° y de 45°) en cada una de las dos ramas equilibradas del sistema. Para probar el concepto se ha diseñado y medido un prototipo demostrador.

La correcta obtención de los parámetros de Stokes requiere un buen equilibrio en la respuesta de amplitud y fase de cada rama, siendo esta propiedad un punto crítico del receptor. En la medida del prototipo se ha demostrado que con un componente de ajuste de fase es posible optimizar el

funcionamiento de todo el receptor, consiguiendo buenos aislamientos entre la magnitud del parámetro I y los parámetros Q y U.

3.2 ESQUEMA DEL RECEPTOR

El Módulo Frontal, que incluye la antena de bocina, el polarizador y los amplificadores de bajo ruido criogénicos (LNA). El polarizador está compuesto a su vez por un desfasador diferencial de 90° en guía de onda cuadrada, seguido de un transductor ortomodo (OMT). A su salida, se obtienen las componentes de polarización circular a izquierdas (L) y a derechas (R) de la onda que se ha recibido en la antena de bocina.

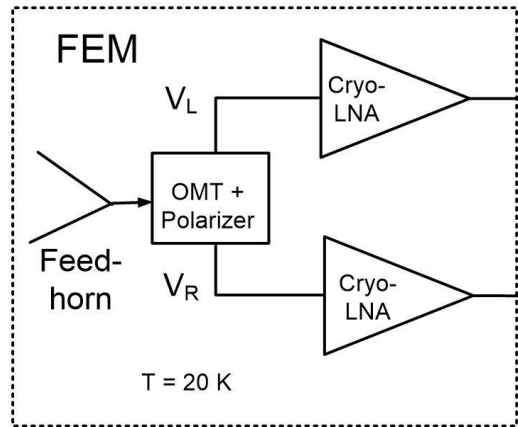


Figura (3.1). Módulo frontal.

A la salida del Módulo Frontal le sigue el Módulo Posterior, que incluye los amplificadores de bajo ruido en la banda de RF, los filtros de paso banda, el mezclador, los conmutadores de fase, el divisor de potencia, los amplificadores de bajo ruido en la banda de FI, el combinador y el bloque de detección. Su operación se realiza a temperatura ambiente de 300 °K. La función del mezclador es la de combinar la señal de RF con la señal de OL para obtener así la señal FI. Esto se define en la ecuación (25).

$$f_{FI} = f_{RF} - 2 \cdot f_{OL} \quad (25)$$

Mediante el divisor de potencia, se divide a la mitad la señal de OL para que pueda distribuirse por cada una de las ramas.

Los conmutadores de fase se utilizan para corregir los posibles errores del sistema. Tras medir una señal concreta, se observa si la señal medida es correcta o no en función a una señal previamente conocida. Esta conmutación se realiza para posteriormente obtener los parámetros de Stokes mediante la combinación de las medidas secuenciales de las salidas.

Mediante el combinador se suman las dos señales de frecuencia intermedia para poder así detectar la señal mediante el detector.

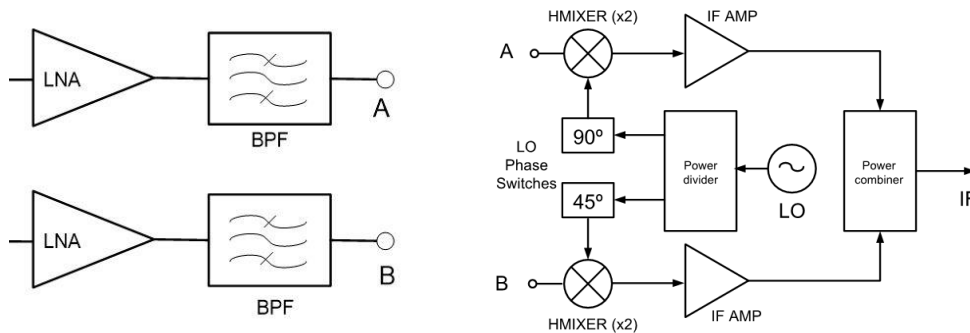
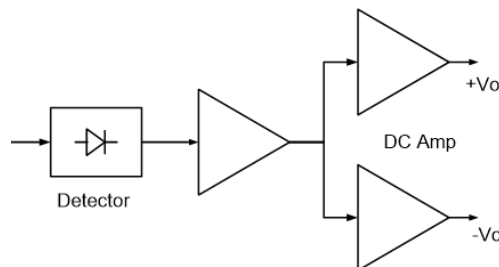


Figura (3.2). Módulo Posterior

El Módulo de Detección realiza la detección de la señal con diodos de barrera Schottky y la amplificación en baja frecuencia (DC) con amplificadores operacionales de bajo ruido. Obtiene un valor en continua proporcional al cuadrado de la señal. La conmutación permite obtener las diferentes combinaciones de los parámetros de Stokes y a la vez permite cancelar el efecto del ruido de espectro $1/f$ mediante el procesamiento posterior de las señales almacenadas. El módulo de conversión analógico-digital y de procesamiento de las señales que sigue al BEM no está incluido en el esquema.



(Figura 3.2) Módulo Detección.

3.3 COMPONENTES DEL RECEPTOR

El Módulo Frontal del receptor está constituido por la antena de bocina, el polarizador, el OMT y los amplificadores de bajo ruido criogénicos en la banda de RF.

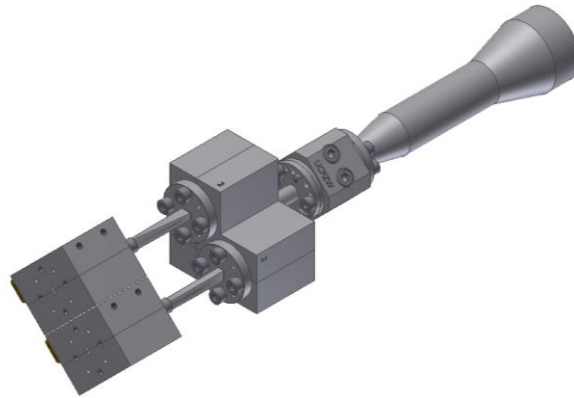


Figura (3.3). Módulo frontal del radiómetro RADOM: antena bocina, polarizador, OMT y amplificadores de bajo ruido

El Módulo Posterior está constituido por los amplificadores de bajo ruido criogénicos, los filtros de paso banda con alto rechazo en banda imagen, los mezcladores sub-armónicos, los conmutadores de fase, el divisor de potencia, los amplificadores de frecuencia intermedia, el combinador y el bloque de detección.

3.3.1 Antena de bocina

Una antena de bocina es una antena que consiste en una guía de onda en la cual el área de la sección se va incrementando progresivamente hasta un extremo abierto, que se comporta como una apertura.

Existen varios tipos de antenas de bocina:

- Una guía de onda rectangular, que propaga el modo fundamental TE_{10} , se denomina bocina de plano H si se abre en el plano horizontal, se denomina bocinas de plano E si se abre en el plano vertical, y se denomina bocina piramidal si se abre simultáneamente en ambos planos.
- La bocina cónica está formada por una guía de onda circular, que propaga el modo fundamental TE_{11} , que se abre en forma de cono y termina en forma de apertura circular.

Las aplicaciones de polarimetría demandan antenas de altas prestaciones donde la principal característica a tener en cuenta es una muy baja polarización cruzada. Además, dado que la antena está recibiendo señales muy débiles, en radioastronomía se requiere una alta ganancia, junto con una buena adaptación aconsejable en todo subsistema. Estas características se consiguen tradicionalmente con antenas de bocina corrugadas debido a su diagrama de radiación altamente simétrica y su baja polarización cruzada, las cuales pueden ser difíciles de fabricar en estas frecuencias. Unas muy buenas

prestaciones se pueden conseguir utilizando bocinas de perfil suave fabricadas con técnicas clásicas de fresado mediante máquina de control numérico.

Siguiendo esta idea, se ha diseñado una antena de bocina con más de 20 dB de ganancia, una polarización cruzada mejor de -30 dB y una adaptación mejor de 30 dB. El diseño comienza con la garganta (sección más estrecha). Una sección circular inicial con un diámetro de 3,56 mm asegura una buena adaptación al comienzo de la anchura de banda sin habilitar la propagación de modos de orden superior. Después de esta sección constante, pocas corrugaciones con diámetros mayores son suficientes para definir la adaptación y el rendimiento de polarización cruzada en toda la banda. Estas pocas corrugaciones están optimizados en su espesor y profundidad para lograr el rendimiento deseado. La estrategia de optimización para esta sección se centró en el parámetro de polarización cruzada, ya que es la característica más importante para una antena destinada a la polarimetría.

Las corrugaciones restantes tienen espesor y profundidad constante pero diámetros mayores. Esta sección está optimizada para lograr suficiente ganancia y el diagrama de radiación deseado.

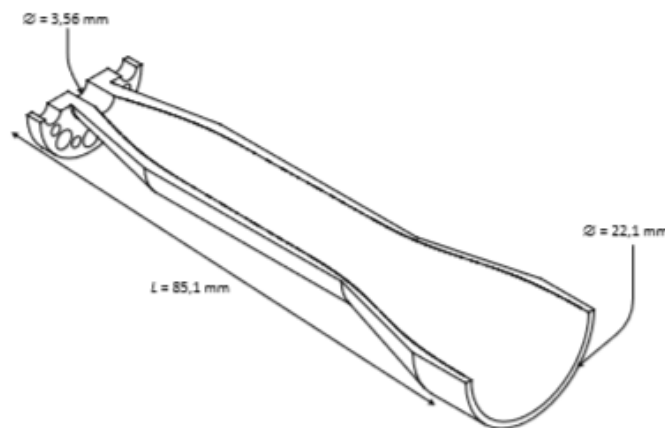


Figura (3.4). Dibujo de la vista 3D en sección de la antena de bocina diseñada

El diseño inicial se ha realizado con la herramienta μ Wave Wizard™ de Mician. Este programa basado en adaptación modal permite un diseño y optimización rápidos obteniendo resultados precisos. Cuando los resultados optimizados son satisfactorios, el diseño final se introduce en una herramienta de simulación electromagnética 3D como CST Microwave Studio© de CST para la validación fina. En la figura (3.5) se presentan los resultados de simulación junto con la medida de las pérdidas de retorno.

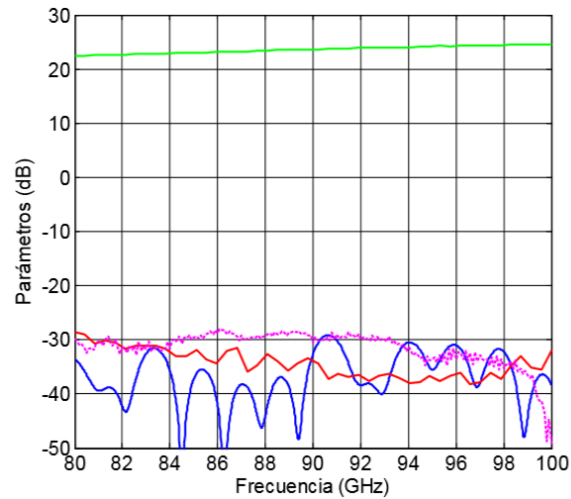


Figura (3.5). Características simuladas de la antena diseñada: pérdidas de retorno (trazo azul), polarización cruzada para $\phi = 45^\circ$ (trazo rojo) y ganancia (trazo verde). Las pérdidas de retorno medidas se incluyen también (trazo magenta).

3.3.2 Polarizador

El polarizador juega un papel muy importante dentro del esquema del receptor. Proporciona una diferencia de fase de 90° entre los dos modos que se propagan en él. Si el polarizador se rota 45° respecto al eje de referencia del OMT entonces permite obtener a las salidas de éste las componentes a izquierda y a derecha de la señal de entrada. Siguiendo diseños previos realizados en las bandas Ka y Q, [3.1], se ha seleccionado un polarizador de tipo Ridge debido a sus buenas prestaciones. En este caso, dado que el ancho de banda es de sólo el 20%, se diseña la sección Ridge para uno de los modos exclusivamente, quedando la sección del otro modo plana como se muestra en la figura (3.6).

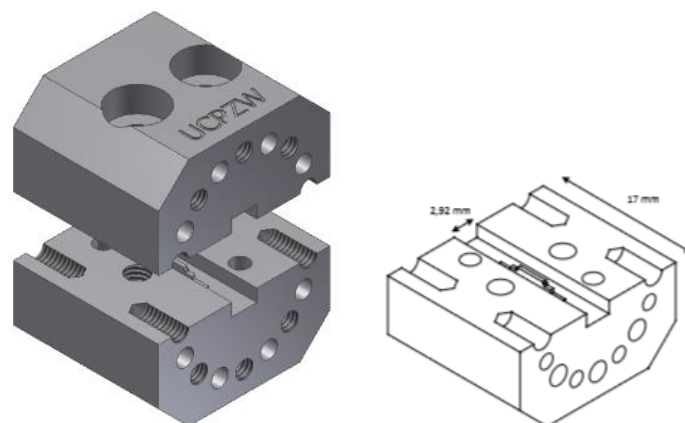


Figura (3.6). Polarizador del radiómetro RADOM

Una vez más, el polarizador se diseña con la herramienta de Mician y después se comprueba con CST. La medida del polarizador se lleva a cabo usando transiciones octogonales de guía rectangular

a cuadrada diseñadas convenientemente [3.2]. La diferencia de fase introducida por el polarizador se calcula tras la medida de la transmisión de los dos modos propagados y el resultado se muestra en la figura (3.7) junto con la simulación en CST para su comparación. Los picos en la traza medida son debidos a problemas de desalineamiento en el setup de medida que aún no se han podido resolver. Otros parámetros medidos del polarizador muestran una adaptación alrededor de 25 dB y unas pérdidas de inserción del orden de 0.2 dB.

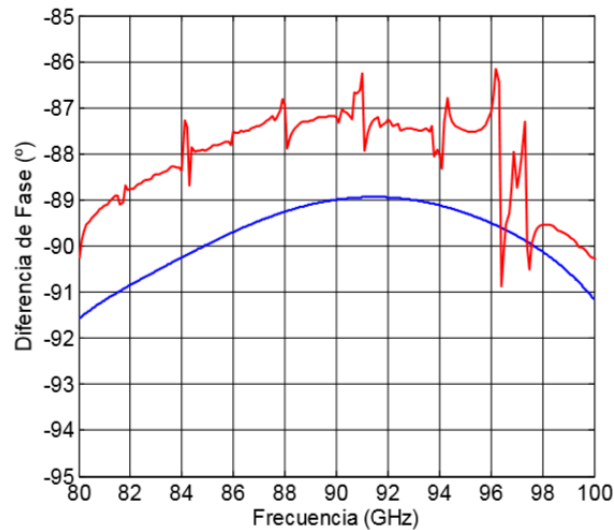


Figura (3.7). Diferencia de fase simulada (línea azul) y medida (línea roja) entre los dos modos propagados en el polarizador. Los picos se deben a problemas de desalineamiento.

3.3.3 Transductor Ortomodo (OMT)

El OMT separa las componentes a izquierdas y derechas de la señal de entrada, proporcionando las señales necesarias para calcular los parámetros de Stokes. El diseño se basa en un OMT con salidas en fase desarrollado para anteriores proyectos. La principal diferencia se encuentra en el elemento central llamado scatterer; para el diseño actual, debido a que el ancho de banda es sólo del 20%, el scatterer tiene dos secciones únicamente. Es más, debido a la alta frecuencia de funcionamiento, un cuarto del scatterer se mecaniza directamente en cada parte del cuerpo del OMT, en vez de ser un elemento independiente.

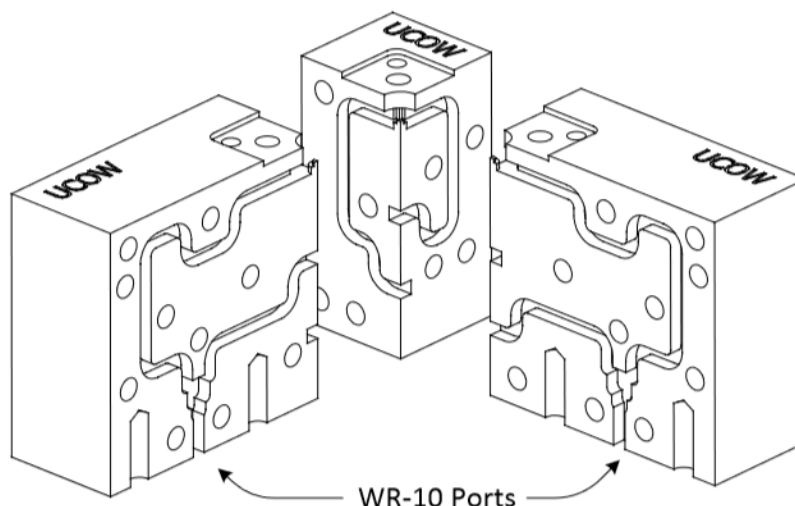


Figura (3.8). Dibujo de la vista 3D del OMT (tres de las cuatro partes)

El proceso de diseño comienza con la unión turnstile. Una vez que se tiene el comportamiento buscado para este elemento se diseñan el combinador de potencia y los codos. Cuando todos los elementos están diseñados entonces se conectan buscando completar ramas simétricas, de esta forma se obtiene un circuito con salidas en fase en el que se eliminan los modos superiores que se pudieran originar dentro de la estructura. La figura (3.8) muestra un dibujo de la estructura interna del OMT.

El OMT se caracteriza de la siguiente forma: se coloca una carga radiante diseñada convenientemente en el puerto circular mientras que el analizador de redes se conecta a los puertos rectangulares del OMT. De esta forma se puede medir tanto la adaptación como el aislamiento. Por otro lado, se coloca un corto circuito en el puerto circular y nuevamente el analizador de redes en los puertos rectangulares del OMT. Ahora se mide el doble de las pérdidas de inserción y de la diferencia de fase.

Los resultados obtenidos muestran unas pérdidas de inserción alrededor de 0.3 dB para cada rama, unas pérdidas de retorno mejores de 20 dB y un aislamiento en torno a 50 dB.

3.3.4 Amplificadores de bajo ruido en la banda de RF

La amplificación en el polarímetro se consigue mediante amplificadores de bajo ruido (LNAs) comerciales. Tanto para los amplificadores criogénicos como para los del módulo posterior se utiliza el LNA en chip modelo UCLWM02. Este chip proporciona alrededor de 25 dB de ganancia y unos 4 dB de ruido cuando está montado en una caja de aluminio. Se han montado cuatro unidades tal y como se puede ver en la figura (3.9).

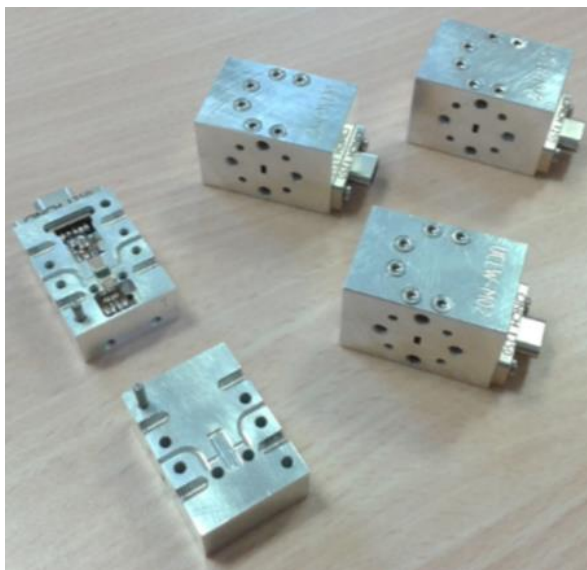


Figura (3.9). Fotografía de los cuatro LNAs montados en chasis de aluminio

3.3.5 Filtros de paso banda con alto rechazo en banda imagen

Dentro del campo de la radioastronomía, la comunidad científica demanda receptores con alta sensibilidad de manera que puedan detectarse señales muy débiles procedentes del cielo. Los filtros de microondas tienen un papel muy importante en los receptores donde la señal recibida se traslada a frecuencia intermedia. Primeramente, porque deben ser de un gran ancho de banda para mantener una alta sensibilidad del receptor, y segundo lugar, porque deben presentar un gran rechazo de la banda imagen respecto a la banda de frecuencias de interés para eliminar señales indeseadas y la contribución al ruido.

Tradicionalmente, las tecnologías más comunes para la realización de filtros en microondas han sido las líneas microstrip y las guías de onda. Si bien las líneas microstrip permiten realizar filtros con gran ancho de banda y altos niveles de rechazo fuera de banda, las pérdidas de transmisión aumentan considerablemente con la frecuencia. Por otro lado, la guía de onda presenta unas pérdidas muy bajas y una gran selectividad en frecuencia, se pueden obtener grandes factores de rechazo fuera de la banda de interés. Otro de los aspectos a tener en cuenta es la fabricación. Cuando las frecuencias son muy altas, las dimensiones de la línea microstrip son muy pequeñas y su fabricación no es sencilla. Sin embargo, el mecanizado de la guía de onda es más preciso y sencillo de realizar.

En este proyecto se presenta el diseño, la implementación y las medidas de un filtro en la banda de 81 – 99 GHz con gran nivel de rechazo en la banda imagen 57 – 75 GHz.

3.3.5.1 Especificaciones

El proyecto RADOM contempla el diseño de un radiómetro polarímetro en la banda de 81-99 GHz. Esta banda de frecuencia, centrada en 90 GHz, se ha elegido porque en ese punto la absorción de la atmósfera presenta un mínimo local como se muestra en la figura (3.10). A grandes rasgos, el radiómetro, a través de un mezclador sub-armónico, baja la banda de interés hasta una frecuencia intermedia de 3-21 GHz. Esta señal en frecuencia intermedia es la que se detecta. El filtro situado a la entrada de radiofrecuencia (RF) del mezclador sub-armónico es el objeto de este trabajo. La banda de paso del filtro se fija de 81-99 GHz, es decir la señal de banda ancha que entra al radiómetro. El rechazo a la frecuencia de 75 GHz, correspondiente a la frecuencia más alta de la banda imagen, se requiere mayor o igual que 30 dB por debajo de la banda de interés.

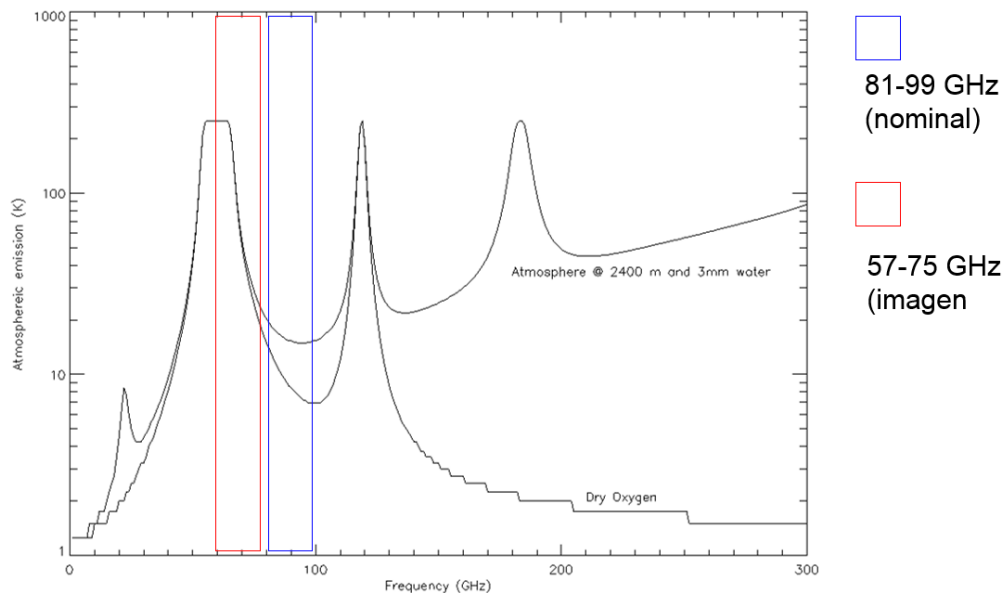


Figura (3.10). Temperatura del cielo versus frecuencia

En el capítulo 4, apartado (4.1.1) y (4.2.2), se presenta el estudio experimental y de simulación de los filtros utilizados.

3.3.6 Mezcladores sub-armónicos

Los mezcladores son dispositivos no lineales, cuya característica fundamental es su comportamiento como multiplicador de señales. Independientemente de cómo se caracteriza el proceso de mezcla, la matemática básica en la cual se basan es siempre la misma.

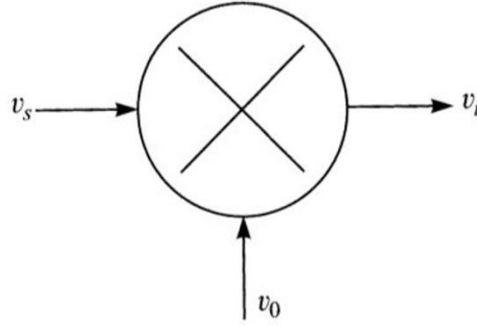


Figura (3.11). Esquema de un mezclador

Mediante los mezcladores sub-harmónicos, el radiómetro baja la banda de interés hasta una frecuencia intermedia de 3-21 GHz. Esta señal en frecuencia intermedia es la que se detecta.

Viendo el esquema del mezclador, se pueden expresar las señales de RF y OL mediante las ecuaciones (26),(27).

$$v_{LO}(t) = V_0 \cdot \cos(2\pi f_{OL}t + \phi_o) \quad (26)$$

$$v_S(t) = V_S \cdot \cos(2\pi f_S t) \quad (27)$$

En el mezclador se obtiene el producto de ambas señales debido al carácter cuadrático. Se observa mediante la siguiente ecuación (28).

$$v_{LO}(t) \cdot v_S(t) = V_0 \cdot \cos(2\pi f_{OL}t + \phi_o) \cdot V_S \cdot \cos(2\pi f_S t) \quad (28)$$

Al ser un mezclador subarmónico, se obtiene el siguiente valor de señal intermedia (29).

$$v_{IF}(t) = V_{IF} \cdot \cos[2\pi(f_S - 2f_{OL})t - 2\phi_o] \quad (29)$$

En el próximo apartado se especifican los distintos estados en función a los conmutadores de fase.

3.3.7 Bloque de conmutadores de fase

Los conmutadores de fase se utilizan para corregir los posibles errores del sistema. Tras medir una señal concreta, se observa si la señal medida es correcta o no en función a una señal previamente conocida. Esta conmutación se realiza para posteriormente obtener los parámetros de Stokes mediante la combinación de las medidas secuenciales de las salidas.

Visto anteriormente el esquema del mezclador, se pueden deducir por tanto dos señales, la señal OL y la señal RF.

Si la fase $\phi_0 = 90^\circ$, la señal de FI está modulada en fase por 180° . Por lo tanto, encontramos dos estados:

$$\begin{array}{ll} \blacksquare \quad \phi_0 = 0^\circ & v_{IF}(t) = V_{IF} \cdot \cos[2\pi(f_s - 2f_{OL})t] \end{array} \quad (30)$$

$$\blacksquare \quad \phi_0 = 90^\circ \quad v_{IF}(t) = V_{IF} \cdot \cos[2\pi(f_s - 2f_{OL})t - 180^\circ] \quad (31)$$

Si la fase $\phi_0 = 45^\circ$, la señal de FI está modulada en fase por 90° . Por lo tanto, encontramos dos estados:

$$\blacksquare \quad \phi_0 = 0^\circ \quad v_{IF}(t) = V_{IF} \cdot \cos[2\pi(f_s - 2f_{OL})t] \quad (32)$$

$$\blacksquare \quad \phi_0 = 45^\circ \quad v_{IF}(t) = V_{IF} \cdot \cos[2\pi(f_s - 2f_{OL})t - 90^\circ] \quad (33)$$

3.3.8 Amplificadores de bajo ruido en la banda de FI

A la salida de los mezcladores, se sitúan los amplificadores de bajo ruido en la banda de FI, donde la señal se sitúa en la banda de 3-21 GHz. Estos amplificadores son necesarios para amplificar la señal extremadamente pequeña tratando de añadir la menor cantidad de ruido posible, esto es, preservando el nivel de relación señal a ruido (SNR) del sistema.

El modelo de amplificador de bajo ruido utilizado es el "TriQuint TGA2513" [3.3], LNA/Gain Block MMIC. El TGA2513 opera en la banda 2-23 GHz y está diseñado teniendo en cuenta la ganancia disponible en cada transistor en función a su tamaño y del punto de polarización. Para conseguir una figura de ruido baja, se emplean transistores pHEMT de puerta 0.15um.

La potencia nominal de salida ofrecida es 16 dBm y el valor de la ganancia en el punto de compresión 1 dB es de 17 dB. La figura de ruido es menor de 3 dB en la banda de 2-18 GHz.

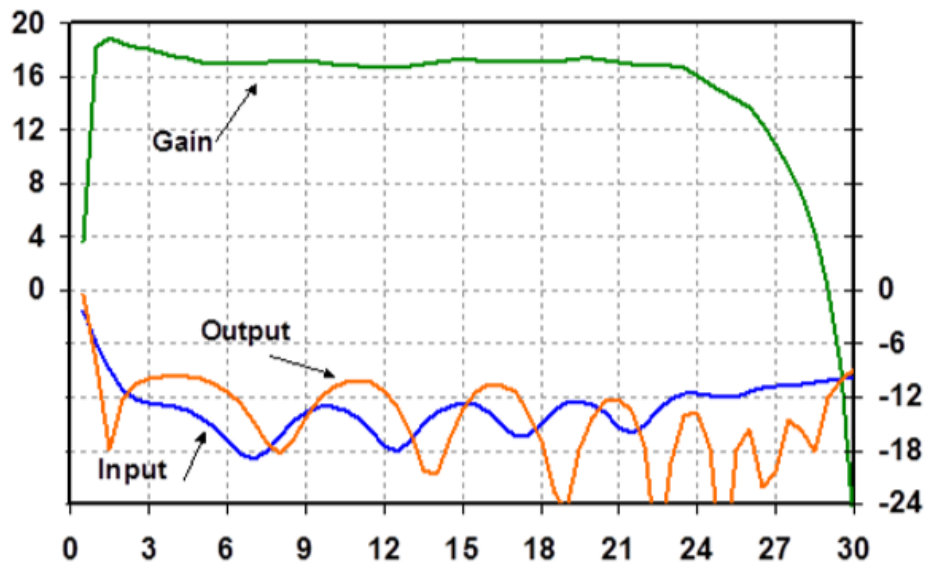


Figura (3.12). Parámetros de Scattering $S(1,1)$, $S(2,1)$ y $S(2,2)$

En el capítulo 4, apartado (4.2.3) se describe una simulación del amplificador en ADS.

3.3.9 Bloque de detección

El Módulo de Detección realiza la detección de la señal con diodos de barrera Schottky y la amplificación en baja frecuencia (DC) con amplificadores operacionales de bajo ruido. Obtiene un valor en continua proporcional al cuadrado de la señal. La conmutación permite obtener las diferentes combinaciones de los parámetros de Stokes y a la vez permite cancelar el efecto del ruido de espectro $1/f$ mediante el procesamiento posterior de las señales almacenadas. El módulo de conversión analógico-digital y de procesamiento de las señales que sigue al BEM no está incluido en el esquema.

En el capítulo 4, apartado (4.1.2) se presenta el estudio teórico con el modelo de detector utilizado, el HP-8474E.

3.4 PRINCIPIOS DE OPERACIÓN. PARÁMETROS DE STOKES

El alimentador del receptor es una bocina corrugada, seguida de un polarizador y un transductor ortomodo, de forma que las dos señales a la salida del FEM son proporcionales a las componentes de polarización circular a izquierdas (L) y a derechas (R) de la onda incidente en la bocina.

La medida de la polarización que se usa habitualmente en astronomía es el conjunto de cuatro parámetros de Stokes. Estos parámetros están relacionados con las amplitudes de las dos componentes ortogonales de campo eléctrico, normales a la dirección de propagación. Si se usan coordenadas circulares (ℓ , r), los cuatro parámetros son los definidos en.

$$I = |E_l|^2 + |E_r|^2 \quad (34)$$

$$Q = 2 \cdot \text{Re}(E_l \cdot E_r) \quad (35)$$

$$U = -2 \cdot \text{Im}(E_l \cdot E_r) \quad (36)$$

$$V = |E_l|^2 - |E_r|^2 \quad (37)$$

El parámetro I es una medida de la intensidad total de la onda, es decir de su potencia, los parámetros Q y U miden la polarización lineal, y V mide la polarización circular. Los parámetros de Stokes presentan la ventaja de que experimentalmente se pueden obtener mediante suma o diferencia de potencias medibles en un receptor. Una forma posible, la utilizada en este receptor, es midiendo las combinaciones de señales a la salida de un polarizador de ondas circulares a izquierdas y a derechas. Los valores en (1) son promedios temporales.

Se sabe que la polarización de la señal del Fondo Cósmico es baja y que no tiene componente de polarización circular ($V = 0$). Una medida de la polarización lineal relativa de la onda es el mostrado en (38).

$$V = \frac{\sqrt{Q^2 + U^2}}{I} \quad (38)$$

Si llamamos V_{oi} , con $i = 1...4$, a las tensiones de salida detectadas para cada estado del receptor, éstas se definen para un ciclo completo de operación como:

$$V_{01} \propto |E_l + E_r|^2 \quad (39)$$

$$V_{02} \propto |E_l + j \cdot E_r|^2 \quad (40)$$

$$V_{03} \propto |E_l - E_r|^2 \quad (41)$$

$$V_{04} \propto |E_l - j \cdot E_r|^2 \quad (42)$$

Por tanto, los parámetros de Stokes requeridos para calcular la polarización de la señal de entrada se pueden obtener siguiendo (43), (44) y (45).

$$I = |E_l|^2 + |E_r|^2 \propto V_{01} + V_{03} = V_{02} + V_{04} \quad (43)$$

$$Q = 2\text{Re}(E_l^* \cdot E_r) \propto V_{01} - V_{03} \quad (44)$$

$$U = -2\text{Im}(E_l^* \cdot E_r) \propto V_{02} - V_{04} \quad (45)$$

A partir de (43),(45) se deduce que, para obtener los parámetros de Stokes, se requiere cubrir todo el ciclo de los conmutadores de fase. Esto implica que el esquema propuesto necesita cuatro veces más tiempo para conseguir la misma información o, desde otro punto de vista, la sensibilidad del

polarímetro se reduce en un factor $\sqrt{2}$. Sin embargo, esta configuración es más sencilla de desarrollar en términos de diseño de circuitos ya que los subsistemas en banda W se han reducido. Esta ventaja hace que esta configuración sea muy atractiva para el desarrollo de un gran número de polarímetros en un instrumento multi-receptor.

4

Medidas experimentales y simulación

4.1 MEDIDAS EXPERIMENTALES

El objetivo principal de este proyecto es eliminar la máxima cantidad de ruido para poder estudiar la señal recibida del fondo cósmico. Para ello, se elimina el ruido de la banda imagen. El esquema de la banda imagen y la banda nominal se describe en la siguiente figura (4.1).

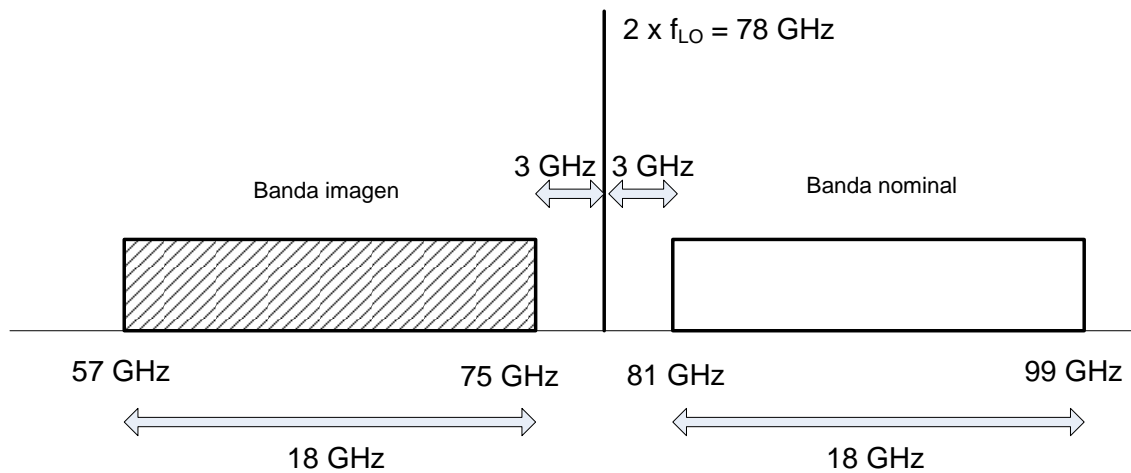


Figura (4.1). Banda nominal y banda imagen

4.1.1 Filtro en banda con alto rechazo en banda imagen

En este apartado se describe el diseño, la implementación y las medidas de un filtro en la banda de 81 – 99 GHz con gran nivel de rechazo en la banda imagen 57 – 75 GHz realizado por Vicente Terán Collantes [4.1].

4.1.1.1 Implementación

El proceso de implementación del filtro se divide en tres etapas. Una primera donde se aplican las ecuaciones de diseño, una segunda etapa de ajuste y, una tercera de construcción.

4.1.1.1.a Diseño del filtro

El diseño parte del prototipo paso bajo equivalente. Se calcula el ancho de banda relativo según la siguiente ecuación (46).

$$W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 \cdot f_1}} \quad (46)$$

Donde $f_2 = 99$ GHz y $f_1 = 81$ GHz. La frecuencia central, f_0 , resulta 89.55 GHz. Por tanto, el ancho de banda relativo es $W = 20.1\%$.

El siguiente paso a realizar es la transformación en frecuencias de paso bajo a paso banda. Tomando la frecuencia de rechazo, $f_a = 75$ GHz, se calcula la frecuencia normalizada mediante la siguiente ecuación (47).

$$w'_a = \frac{1}{W} \cdot \left(\frac{f_a}{f_0} - \frac{f_0}{f_a} \right) = -1.77 \quad (47)$$

Para obtener el orden del filtro Chebyshev se reescribe la frecuencia normalizada como (48).

$$|w'_a| - 1 = 0.77 \quad (48)$$

De las gráficas del filtro Chebyshev se obtiene un orden $n=5$ para un rizado en banda $Lar = 0.5$ dB. Los coeficientes del filtro se recogen en la siguiente tabla descrita.

$g_0 = g_6 = 1$	$g_2 = g_4 = 1.2296$
$g_1 = g_5 = 1.7058$	$g_3 = 2.5408$

A continuación, se calculan los inversores de impedancia mediante las siguientes ecuaciones descritas (49),(50),(51).

$$\overline{K_{01}} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} \quad (49)$$

$$\overline{K_{j,j+1}} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_j \cdot g_{j+1}}} \quad j \neq 0 \quad (50)$$

$$\overline{B_{j,j+1}} = \frac{1 - \overline{K_{j,j+1}}^2}{\overline{K_{j,j+1}}} \quad (51)$$

A partir del valor B se obtienen las dimensiones de las cavidades del filtro en guía de onda. El estándar de guía usado es WR-10, cuya anchura es $a = 2.54 \text{ mm}$ y altura $b = 1.27 \text{ mm}$. En primer lugar se obtienen las aperturas de cada iris, d , según las ecuaciones descritas (52),(53),(54).

$$d = \frac{2a}{\pi} \cdot \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\lambda_g}{|B|a}} \right) \quad (52)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} = 4.456 \text{ mm} \quad (53)$$

$$\lambda_0 = \frac{300}{f_0(\text{GHz})} = 3.35 \text{ mm} \quad (54)$$

Por último se calculan las longitudes de las cavidades resonantes, según (55),(56).

$$\phi_j = \pi + \frac{1}{2} \left(\tan^{-1} \left(\frac{2}{B_{j-1,j}} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2}{B_{j,j+1}} \right) \right) \quad (55)$$

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \phi_j \quad (56)$$

La siguiente tabla recoge las dimensiones del filtro en guía de onda (d y l) así como los valores intermedios necesarios para su cálculo (K y B).

$K_{01} = 0.43$	$B_{01} = 1.895$	$d_{01} = d_{56} = 1.239$	$l_1 = l_5 = 1.789$
$K_{12} = 0.218$	$B_{12} = 4.369$	$d_{12} = d_{45} = 0.913$	$l_2 = l_4 = 1.95$
$K_{23} = 0.179$	$B_{23} = 5.408$	$d_{23} = d_{34} = 0.837$	$l_3 = 1.977$

Tras realizar simulaciones descritas en, se aprecia que el ancho de banda conseguido no llega al 10%. Por esto, se decide rediseñar el filtro sobredimensionando en $\pm 10 \text{ GHz}$. Entonces Donde $f_2 = 109 \text{ GHz}$ y $f_1 = 71 \text{ GHz}$. La frecuencia central, f_0 , resulta 87.97 GHz . Por tanto, el ancho de banda relativo es $W = 43.2\%$.

Tomando una nueva $f_a = 65 \text{ GHz}$ y aplicando la transformación en frecuencia, se obtiene un valor de $|w'_a| = 0.423$ y un orden $n = 7$ para el filtro Chebyshev. Los nuevos coeficientes se resumen en la tabla.

$g_1 = g_7 = 1.7372$	$g_3 = g_5 = 2.6381$
$g_2 = g_6 = 1.2583$	$g_4 = 1.3444$

Las dimensiones del filtro se resumen en la tabla.

$K_{01} = 0.625$	$B_{01} = 0.975$	$d_{01} = d_{56} = 1.516$	$l_1 = l_5 = 1.576$
$K_{12} = 0.459$	$B_{12} = 1.720$	$d_{12} = d_{45} = 1.291$	$l_2 = l_4 = 1.724$
$K_{23} = 0.372$	$B_{23} = 2.316$	$d_{23} = d_{34} = 1.171$	$l_3 = l_5 = 1.789$
$K_{34} = 0.360$	$B_{34} = 2.418$	$d_{34} = d_{45} = 1.154$	$l_4 = 1.794$

4.1.1.1.b Ajuste del filtro

Para aumentar el ancho de banda es necesario ajustar las aperturas del iris (d) y las longitudes de los resonadores (l). Se ha realizado manteniendo un espesor de iris $T=0.5$ mm tras estudiar las simulaciones realizadas. Este ajuste se realiza a través de los parámetros de Scattering.

En primer lugar se obtienen los parámetros S_{11} y S_{21} según las ecuaciones descritas en (57), (58), y se ajusta la apertura, d, para equipararlos a la frecuencia central de 90 GHz. En la tabla se muestra cómo las aperturas, d, han aumentado.

$$|S_{11}|^2 = \frac{|\bar{B}|^2}{4+|\bar{B}|^2} \quad (57)$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{4}{4+|\bar{B}|^2} \quad (58)$$

	Diseño (mm)	Ajuste (mm)
$d_{01} = d_{78}$	1.516	1.794
$d_{12} = d_{67}$	1.291	1.605
$d_{23} = d_{56}$	1.171	1.502
$d_{34} = d_{45}$	1.154	1.49

El siguiente paso es ajustar los resonadores. Para ello se colocan dos iris iguales (ajustados previamente) separados una distancia l, formando la cavidad resonante. Las longitudes de las cavidades ajustadas se resumen en la siguiente tabla.

	f_R (GHz)	Diseño (mm)	Ajuste (mm)
$l_1 = l_7$	85.1	1.576	1.191
$l_2 = l_6$	68.3	1.724	1.378
$l_3 = l_5$	87.5	1.786	1.465
l_4	87.7	1.794	1.468

4.1.1.1.c Consideraciones de fabricación

Además de considerar la lámina con espesor $T=0.5$ mm se debe tener en cuenta que la mecanización del filtro se realizará con una broca de 1 mm de diámetro. Por ello se optimizan las dimensiones del filtro sabiendo que la broca redondeará las esquinas en las láminas de los iris. Las dimensiones del filtro en guía de onda a fabricar se resumen en la tabla.

$d_{01} = d_{78} = 1.974$	$l_1 = l_7 = 1.128$
$d_{12} = d_{67} = 1.651$	$l_2 = l_6 = 1.327$
$d_{23} = d_{56} = 1.543$	$l_3 = l_5 = 1.423$
$d_{34} = d_{45} = 1.509$	$l_4 = 1.448$

4.1.1.2 Medidas

Tras haber validado el diseño mediante simulaciones, se procede a su fabricación. Tras varias iteraciones con el personal mecánico del laboratorio, se construyen dos versiones en Aluminio 6082 del filtro en guía de onda.

Se realiza una medida en Scattering utilizando el analizador de redes PNAX (N5242A) de Keysight Technologies. Conectado al analizador se encuentra un controlador, también de Keysight Technologies, con referencia N5261A. Este controlador comanda las cabezas de conversión para poder medir en banda W. Estas cabezas mezcladoras son de OML y permiten multiplicar la señal de oscilador local (OL) por 8, y la señal de RF por 6. El procedimiento de medida comienza con una calibración en potencia de la señal de radiofrecuencia (RF). Luego se realiza una calibración TRL (Thru-Reflect-Line) en Scattering en la banda de 75 – 110 GHz. A continuación, se procede a la medida del filtro con una potencia de RF de -5 dBm.

En la tabla se recoge el ancho de banda obtenido, 21 %.

	f1 (GHz)	f2 (GHz)	f0 (GHz)	W (%)
Unidad #1	80.1	99.6	89.3	21.8
Unidad #2	80.4	99.1	89.3	20.9

4.1.1.3 Conclusiones

Se ha presentado el diseño y caracterización de un filtro de rechazo a la banda imagen para un radiómetro en la banda 81-99 GHz (banda W). El filtro se ha diseñado en guía de onda y está formado por 7 cavidades resonantes. Se ha obtenido un ancho de banda del 21 % (80-99 GHz) con un rechazo a la banda imagen de 40 dB.

4.1.2 Detector de señal

El detector de señal utilizado en el receptor RADOM es el HP-8475E, cuya sensibilidad es de 400 mV/mW. Como se observa en la sección (4.2.4.3), la potencia de señal de salida del combinador es de -19 dBm, es decir, 0.1 mW. Por tanto, la tensión a la salida es la obtenida en (59):

$$V_d = S_d \cdot P_{mW} = 400mV/mW \cdot 0.1mW = 4mV \quad (59)$$

4.2 SIMULACIONES

Se realizan las simulaciones de los amplificadores de bajo ruido criogénicos en la banda de RF, de los filtros de paso banda con alto rechazo de banda imagen y de los amplificadores en la banda de FI.

Posteriormente se realizan las simulaciones a la salida del sistema completo, justo a la salida del combinador.

4.2.1 Amplificadores de bajo ruido criogénicos en la banda de RF

Como se observa en la figura (4.2), mediante el programa ADS se realiza la simulación del amplificador de bajo ruido criogénico en la banda de RF utilizado para el receptor RADOM.

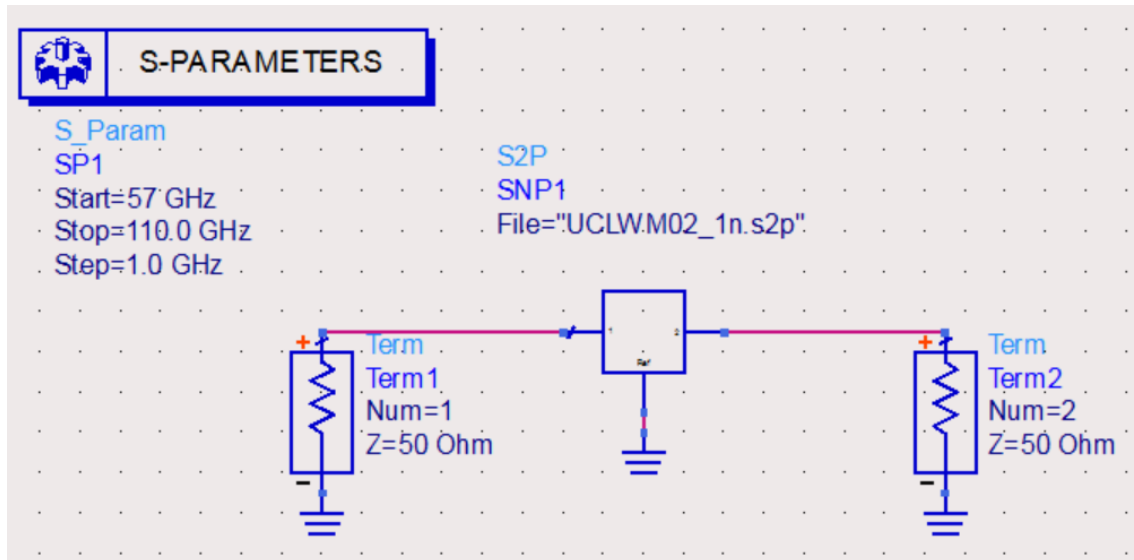


Figura (4.2). Diseño del amplificador de bajo ruido criogénico.

Se realiza la simulación dentro de la banda de RF para poder estudiar el funcionamiento de la banda comprendida entre 81 y 99 GHz.

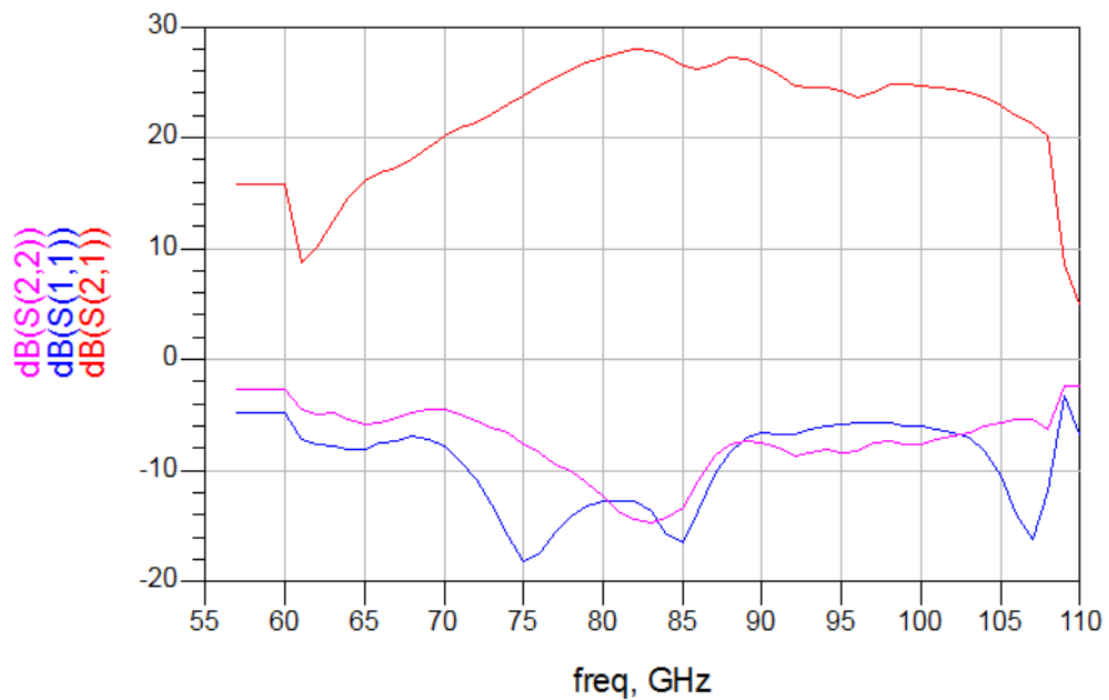


Figura (4.3). Simulación en ADS del amplificador de bajo ruido criogénico.

Se observa que la línea roja muestra una ganancia situada en torno a 27 dB. Previamente, en las medidas teóricas se había diseñado para obtener una ganancia aproximada de 25 dB.

4.2.2 Filtros de paso banda con alto rechazo en banda imagen

El diseño en ADS del filtro de paso banda con alto rechazo en la banda imagen es el descrito en la figura (4.4).

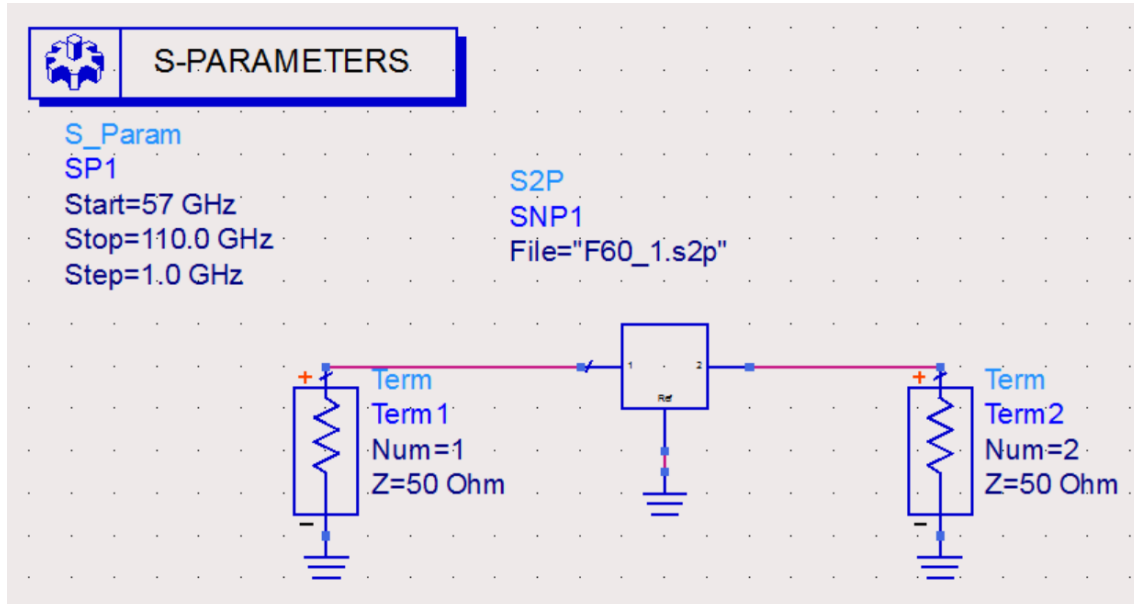


Figura (4.4). Filtro de paso banda con alto rechazo en banda imagen

Realizada la simulación descrita en la figura (4.5) se observa con un rechazo a la banda imagen de aproximadamente 38 dB.

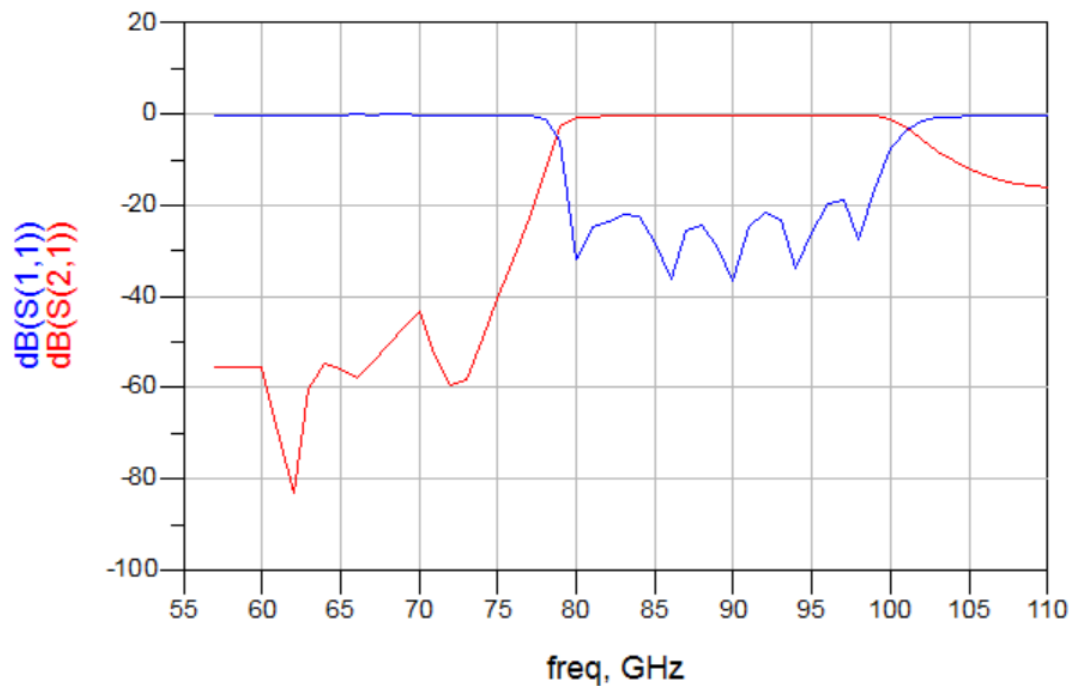


Figura (4.5). Simulación en ADS del filtro de paso banda con alto rechazo en banda imagen

4.2.3 Amplificadores de bajo ruido en la banda de FI

El diseño en ADS de los amplificadores de bajo ruido en la banda de FI se muestra en la figura (4.6). Se ha utilizado el amplificador TGA2513-TRIQUINT [4.2].

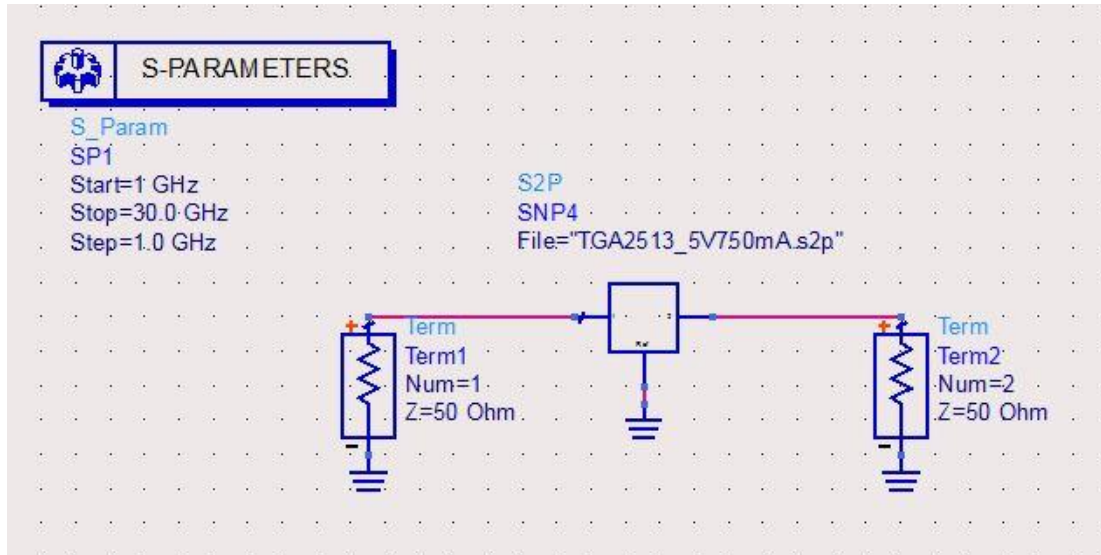


Figura (4.6). Amplificador de bajo ruido en la banda de FI TGA2513-TRIQUINT

Como se observa en la simulación (4.7), el valor de la ganancia en el punto de comprensión 1 dB es de 17 dB, comprendido en la banda de FI, de entre 2 y 28 GHz.

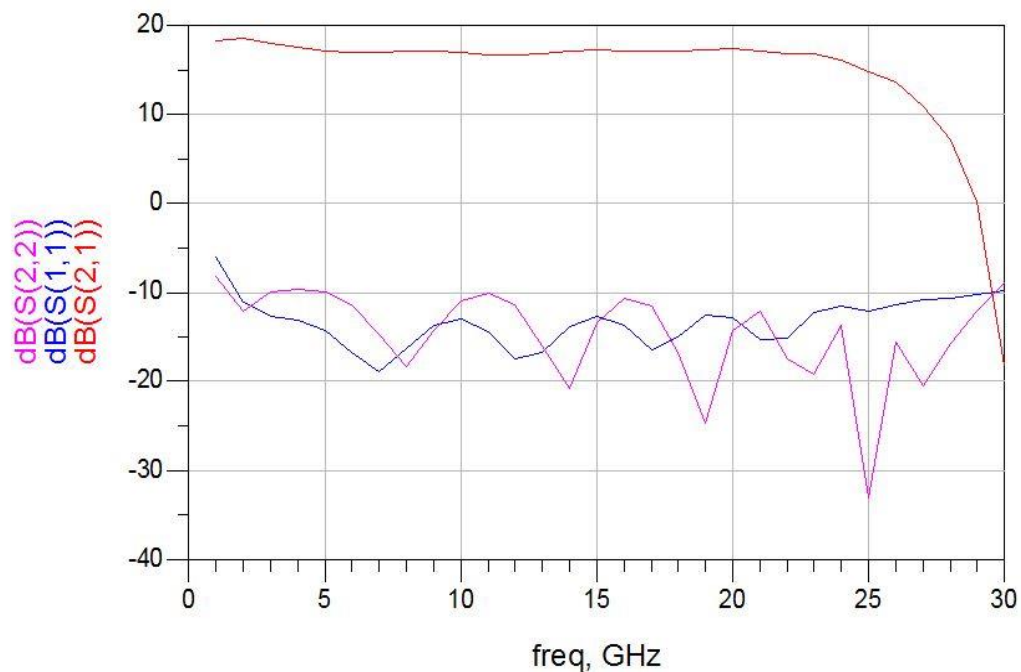


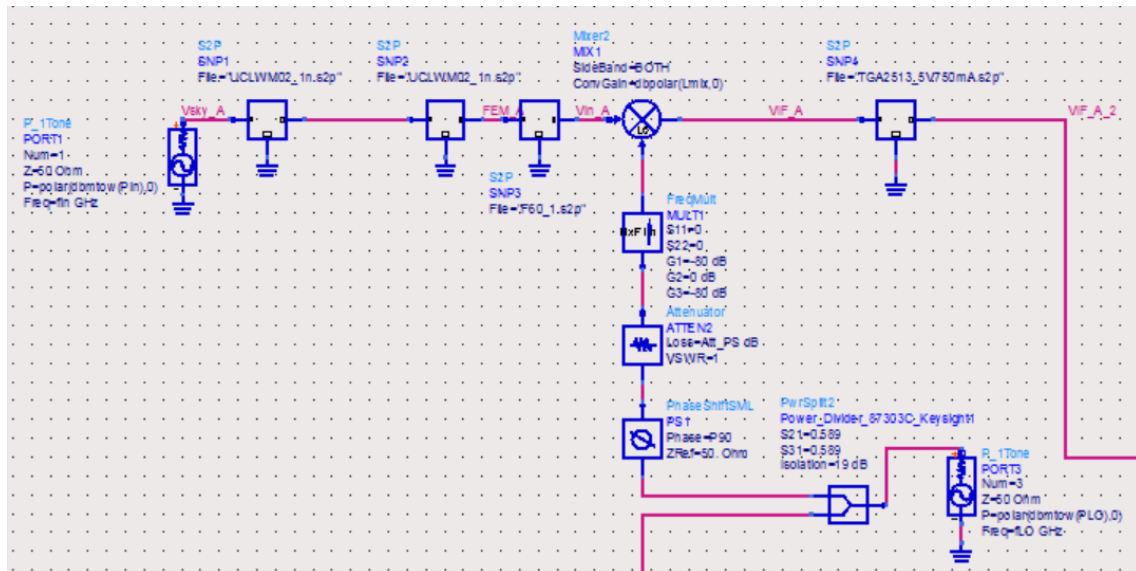
Figura (4.7). Simulación del amplificador de bajo ruido en la banda de FI TGA2513-TRIQUINT

4.2.4 Análisis del sistema total

Tras realizar las simulaciones de los filtros y los amplificadores utilizados, se realiza la simulación del receptor completo, es decir, se realiza el barrido de frecuencias pertinente.

4.2.4.1 Rama A y B

Previamente, se observa en la figuras (4.8), (4.9), (4.10), (4.11) las ramas A y B respectivamente con sus correspondientes simulaciones.



Figura(4.8). Rama A del receptor RADOM.

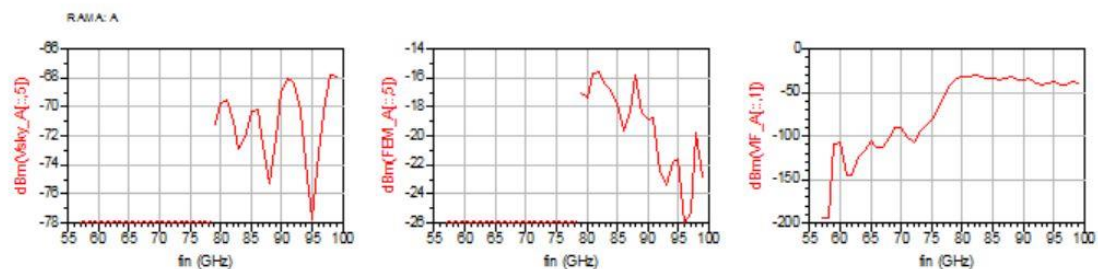


Figura (4.9). Simulación de la rama A.

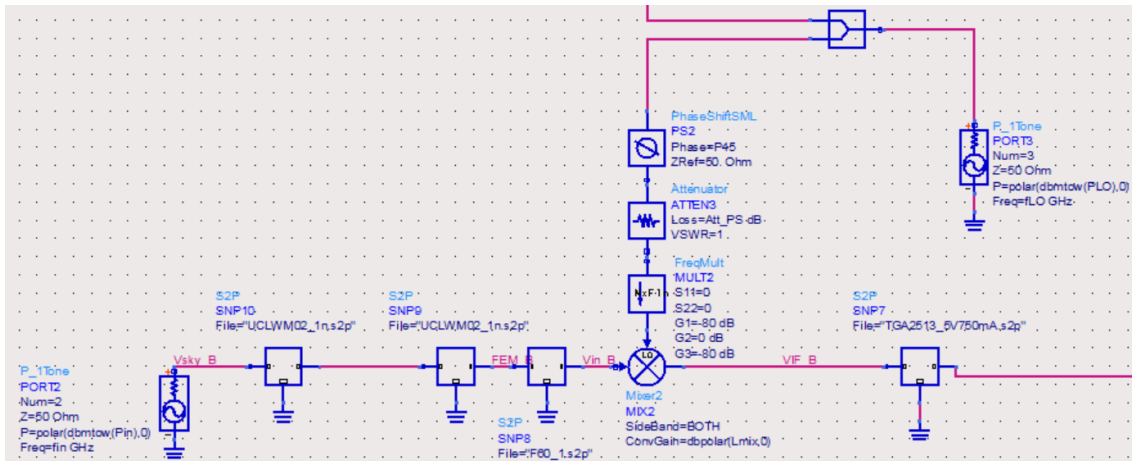


Figura (4.10). Rama B del receptor RADOM.

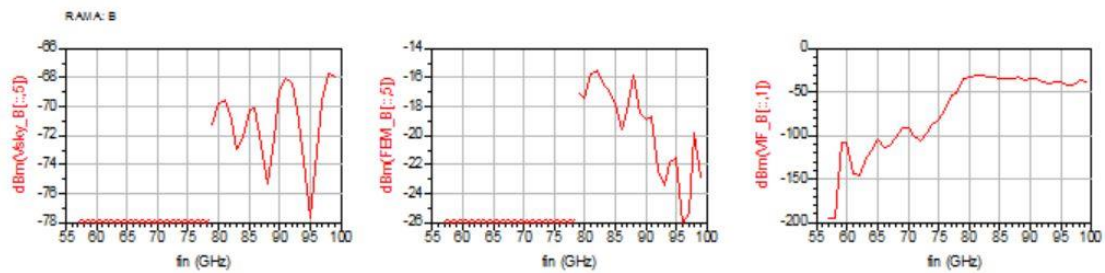


Figura (4.11). Simulación de la rama B.

Se observan todos los componentes explicados en capítulos anteriores. Posteriormente se va a realizar un estudio de la potencia de la señal en la salida del receptor.

4.2.4.2 Potencia de la señal a la salida del receptor

Tras simular ambas ramas, se observa a la salida del combinador que se ha eliminado el ruido de la banda imagen gracias al diseño realizado. Esto hace que la señal procedente del fondo cósmico pueda ser estudiada de forma satisfactoria.

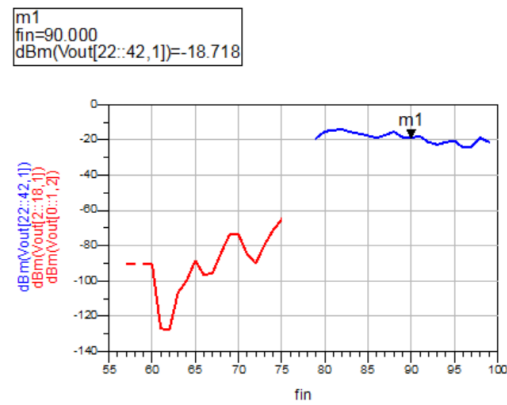


Figura (4.13). Potencia de la señal a la salida del combinador.

La potencia de señal de salida es de aproximadamente -19 dBm, es decir, una señal capaz de ser analizada mediante el bloque de detección.

5

Conclusiones y líneas de futuro

Tras el análisis final del sistema, se ha demostrado que los estudios realizados hasta ahora son correctos, cuyos resultados son coherentes. A la salida del sistema, el valor de la señal de potencia es de -19 dBm, valor adecuado para que pueda ser detectado mediante el bloque de detección.

Aún quedan varios estudios por realizar como es el caso de las medidas del detector, la realización de medidas experimentales del amplificador de FI y la sustitución de los componentes ideales utilizados en la simulación de ADS por experimentales, como el mezclador y el combinador.

Referencias

CAPÍTULO 1

- [1.1] "Espectro electromagnético", Wikipedia.
- [1.2] "Línea espectral", Wikipedia.
- [1.3] "Observation of a rapidly pulsating radio source", A. Hewish, S. J. Burnell, J. D. Pilkington, P. F. Scott, R. A. Collins. Nature, vol. 217, pp. 708.
- [1.4] "Directional studies of atmospherics at high frequencies", K. G. Jansky. Vol. 20, pp. 1920-1932.
- [1.5] "Electrical disturbances apparently of extraterrestrial origin", K. G. Jansky. Vol. 21, pp. 1387-1398.
- [1.6] "Grote Reber (1911-2002)", K. I. Kellermann. Vol. 116, pp. 703-711.
- [1.7] "Cosmic Static", G. Reber. Vol. 100, pp. 279-287.
- [1.8] "Radio waves from space", H. C. van de Hulst. Vol. 11, pp. 201-221.
- [1.9] "Radiation from galactic hydrogen at 1420 Mc/s", H. I. Ewen y E. M. Purcell. Nature, vol. 168, pp. 357-358.
- [1.10] "The Atacama Large Millimeter/Submillimeter Array", A. Wootten y A. R. Thompson. Vol. 20, pp. 1920-1932.
- [1.11] "The Square Kilometer Array", P. E. Dewdney. Vol. 97, nº 8.

Figuras

- (1.1) <http://jmirez.wordpress.com/category/simulacion/page/6>
- (1.2) <http://odiseacosmica.com/2009/11/herschel-echa-un-vistazo-los>
- (1.3) <http://sociedadastronomicademichoacan.org/radioastronomia/166>
- (1.4) <http://100ciaquimica.net/biograf/cientif/R/reber>
- (1.5) <http://unicauca.edu.co>
- (1.6) <http://apod.nasa.gov/apod/ap100611>
- (1.7) <http://eso.org/public/spain/teles-instr/alma/>
- (1.8) <http://jmirez.wordpress.com/category/simulacion/page/6>
- (1.9) <http://odiseacosmica.com/2009/11/herschel-echa-un-vistazo-los>
- (1.10) <http://sociedadastronomicademichoacan.org/radioastronomia/166>
- (1.11) <http://100ciaquimica.net/biograf/cientif/R/reber>
- (1.12) <http://unicauca.edu.co>
- (1.13) <http://apod.nasa.gov/apod/ap100611>

(1.14) <http://eso.org/public/spain/teles-instr/alma/>

Anexo 1.

Se ha extraído una gran cantidad de información de la tesis de Inmaculada Mato, “Amplificador balanceado criogénico en la banda de 4 a 12 GHz para receptores de Radioastronomía”.

CAPÍTULO 2

[2.1] “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”, Beatriz Aja Abelán. Capítulo 2, pp 5-12.

[2.2] “A New Correlation Radiometer”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, George J.M. Aitken.

[2.3] “A Continuous Comparison Radiometer at 97 GHz”, C. Read Predmore, Neal R. Erickson, G. Richard Huguenin y Paul F. Goldsmith.

Figuras

(2.1) “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”, Beatriz Aja Abelán.

(2.2) “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”, Beatriz Aja Abelán.

(2.3) “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”, Beatriz Aja Abelán.

(2.4) “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”, Beatriz Aja Abelán.

Anexo 2.

Se ha extraído una gran cantidad información de la tesis doctoral de Beatriz Aja Abelán, “*Amplificadores de banda ancha y bajo ruido basados en tecnología de GaAs para aplicaciones de radiometría*”.

CAPÍTULO 3

[3.1] “On the octave bandwidth properties of octagonalshaped waveguide mode transformers”, A. Mediavilla.

[3.2] “Full Band Waveguide Turnstile Junction Orthomode Transducer with Phase Matched Outputs”, J. L. Cano.

[3.3] Características del TGA2513 Triquint.

Figuras

(3.3-3.9) “Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación”, Juan Luis Cano.

(3.12) Hoja de características del amplificador de bajo ruido TriQuint TGA2513.

Anexo 3.

Se ha extraído una gran cantidad de información de “Polarímetro en Banda W para Aplicaciones de Radioastronomía: Diseño y Simulación”, Juan Luis Cano.

CAPÍTULO 4

[4.1] “Filtro en banda W con alto rechazo en banda imagen”, Vicente Terán Collantes