

Universidad Nacional de Córdoba

Facultad de Matemática, Astronomía, Física y Computación

Trabajo Especial de Licenciatura

Primer contacto con la detección de señales
radioastronómicas

Susana Beatriz Araujo Furlan

Director: Carlos Alberto Valotto

Marzo de 2020

Este documento esta realizado bajo licencia [Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/) “Reconocimiento-NoCommercial-CompartirIgual 4.0 Internacional”.



Agradecimientos

Quienes conocen mi camino en la carrera, saben que este trabajo final combina las dos ramas de la ciencia que me interesan con gran completitud: la electrónica y la radioastronomía. El interés en ambas se produjo por una premisa muy simple, cuando terminé mi secundario y tuve que decidir por una carrera a estudiar, la única convicción clara que tenía era la siguiente, tenía que estudiar algo con campos electromagnéticos. Ante esto, las opciones de carrera quedaron en dos: Ingeniería Electrónica y Astronomía. Esto me llevo a inscribirme a Ingeniería Electrónica, y durante el primer año de esa carrera, en la época de diciembre, a presentar equivalencias para la carrera de Licenciatura en Astronomía. Luego, a partir de una nota en el volumen de la revista National Geographic de abril de 2014, sobre el radiotelescopio ALMA (Atacama Large Milimeter Array), descubrí el área que combinaba todos mis intereses y en simultáneo me volaba la cabeza: la instrumentación en radioastronomía. Este trabajo final se centra justamente en dicho interés.

Para que los acontecimientos se dieran de esta forma, no fue solo mi interés personal quien me impulsó a ello. Hay muchas personas que de una manera u otra me acompañaron y dieron los empujoncitos necesarios para que pueda descubrir y completar este camino.

Mi familia fue uno de los pilares en poder tener las oportunidades necesarias para esto. Mis padres me brindaron la posibilidad de estudiar fuera de mi San Juan natal, lo que a su vez me dio la posibilidad de inscribirme en una facultad de Ingeniería convenientemente cerca de la facultad donde se dictaba Astronomía. Velaron por darme una buena educación, desde mi primario hasta la universidad de elección, ayudándome e incluso mostrándome las resoluciones de la CONEAU de las carreras. Me brindaron la seguridad de un techo, comida y obra social para no tener que preocuparme por estas cosas, y poder enfocarme en mis estudios. Por todo esto voy a estar eternamente agradecida con ellos. Mis hermanas y hermano por otro lado, fueron pilares sumamente fuertes en las distintas situaciones por las que pasó mi familia los últimos años. Y previo a estos, fueron compañeros, ya sea de juegos, como de aprendizajes y discusiones. Sin ellos, sin las responsabilidades y momentos compartidos, no podría haber continuado en este camino.

Mis amigas y amigos son otro pilar sumamente importante. Sea ya que contemos décadas de amistad, solo un par de años, o los últimos meses (que parecieron años), el acompañamiento que me han dado ha sido muy importante para mí. Desde compartir risas, enojos y llantos, a palabras de aliento o manos de ayuda, a todos y todas les agradezco.

A mi director, Carlos, debo agradecerle enormemente. Desde las conversaciones tanteando el tema de la radioastronomía al preparar el final de Óptica Astronómica, hasta decir con completa convicción 'Carlos quiero hacer la tesis en instrumental radioastronómico', siempre estuvo dispuesto a responder mis dudas, con charlas acompañadas de mate y una gran calidez. Juntos pudimos concretar el objetivo que me había planteado, por más que no hubiera una rama de instrumental radioastro-

nómico en Córdoba. Gracias por todo el apoyo, las oportunidades brindadas y todo lo aprendido, y espero llamarte de ahora en más mi estimado colega.

He de agradecer también a Adri, que considero como una fuente inagotable en información radioastronómica, siempre dispuesta a compartir su conocimiento. Y además, quiero agradecerle por su participación como miembro del tribunal, en conjunto con Julian, muchas gracias a ambas por corregir este trabajo para que quede más completo y claro, con la esperanza que sirva para quienes les interese la instrumentación en radiofrecuencias en el futuro.

Toda la parte de instrumentación de este trabajo, tuvo el apoyo de personas cuyos conocimientos fueron indispensables. Desde el primer sistema receptor que utilizamos, donde Gustavo se encargó de que el receptor cumpliera su funcionamiento y se encargó de la parte más técnica del mismo, así como también los caudales de información que me brindó para familiarizarme con el tema. El segundo receptor, no podría haber entrado en funcionamiento sin la ayuda y contribución de Guillermo Gancio y del personal del Instituto Argentino de Radioastronomía, como Julián Galván que se encargó de hacer el diseño del dipolo. A todos ellos les agradezco por todo su trabajo.

A la educación pública, que desde el secundario hasta la finalización de mi carrera me ha dado la posibilidad de formarme. Especialmente a la Facultad de Matemática, Astronomía, Física y Computación, desde la predisposición y amabilidad de Ignacio y María José, al presentar las equivalencias, a todes les profesores que compartieron sus conocimientos y experiencias para poder formarnos y encontrar nuestro camino a seguir.

Por último, quiero agradecerles a las compañeras de militancia, por las marchas, el glitter, los cantos, las charlas y especialmente la sororidad. Al embarcarme en este camino, sabía que ser mujer en ciencia era y es un desafío, gracias a los hombros de todes aquellas que me acompañaron, ese desafío se vuelve más fácil día a día. Sigamos marchando para adelante a un futuro donde estos desafíos producidos por desigualdades formen parte solo de un recuerdo.

A todes, estoy sumamente agradecida.

Resumen

Además del óptico, la otra región del espectro de luz que tiene una larga tradición de estudios es el radio. Particularmente con los avances tecnológicos de las últimas décadas se están llevando a cabo desarrollos instrumentales antes inimaginables. Todos los proyectos en esta ventana dependen de elementos muy simples, las antenas. Las mismas son elementos extremadamente conocidos y su uso no solo se radica en la astronomía, lo que permite que el estudio de las mismas se haya completado el siglo pasado.

El objetivo de este trabajo especial es la calibración y puesta en funcionamiento de una antena simple destinada a recibir señales de radio. En el contexto de la provincia de Córdoba, este trabajo representa una innovación a las técnicas de observación que se realizan, además de una innovación a la tradición instrumental orientada hacia el espectro óptico.

Para realizar este trabajo se emplearon dos sistemas de recepción distintos, que surgieron en contextos diferentes. Ambos sistemas estaban destinados a la recepción de señales a partir de un dipolo de media onda, para el primero la longitud de este fue de 22.37 cm y para el segundo sistema se cambió a uno de longitud 19.43 cm por motivos del diseño. La frecuencia central elegida para ambos fue de 610 MHz.

Los resultados de los dos sistemas de recepción nos llevaron a la conclusión por un lado de que mientras más simple sea el sistema mejor. La simpleza facilita la interpretación de los resultados parciales, así como también la identificación de la respuesta de cada elemento, lo que hace sencillo identificar posibles problemas. También se mostró que el análisis de la existencia de una señal debe realizarse en el espectro de frecuencias, y completarse una vez verificado esto, con la variación temporal de la potencia integrada.

Abstract

Besides the optical window, the other part of the spectrum which has a long tradition in regards to studies is the radio window. In this, undreamed-of instrumental developments are being made, with the technological advances of the last decades. Every instrument and project of this part of the spectrum relies on very simple elements, antennas. Antennas are extremely known elements and are used in other areas apart of astronomy. This has resulted in the antennas being completely studied by the means of the last century.

The goal of this work of degree is the calibration and the setting up of a simple antenna in order to detect radio signals. In the historical context of Córdoba's astronomy, this work represents an innovation in the observational techniques, and also in the instrumental tradition that has always been towards optical instrumentation.

In order to develop this work, two different receivers were used. These two receivers have different contexts. Even so, both were assigned to the reception of a signal with a half-wave dipole as the antenna. For the first one, the length of the dipole was 22.37 cm, and for the second one, it was changed to one of 19.43 cm length in regards to its design. The central frequency for both systems was 610 MHz.

The results of both systems lead to the conclusion that when simpler the system, the better. Simplicity makes the interpretation of partial results and identification of problematic elements on the receiver easier. It was also shown that in regards to analyzing if a signal did exist, it must be made on the frequency spectrum with the afterward analysis on the integrated power variation with time to make the proof completed.

Índice

1	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Definiciones útiles	2
1.2.1	Radiación electromagnética	2
1.2.2	Ángulo sólido	3
1.2.3	Energía Total Emitida	4
1.2.4	Luminosidad	4
1.2.5	Flujo	5
1.2.6	Densidad Espectral de Flujo	6
1.2.7	Intensidad	6
1.2.8	Relación entre Intensidad y los campos Electro-Magnéticos	7
2	Conceptos básicos de Radioastronomía	8
2.1	La Ventana de Radio	8
2.2	Fuentes	9
2.2.1	Radiación de Cuerpo Negro	11
2.2.2	Aproximación de Rayleigh-Jeans	13
2.2.3	Temperatura de brillo	13
3	Radiotelescopios	15
3.1	Introducción	15
3.1.1	Reflectores vs antenas	16
3.1.2	Receptores heterodinos	20
3.2	Parámetros de Antena	23
3.2.1	Patrón de potencia	23
3.2.2	Ángulo sólido del lóbulo principal	24
3.2.3	Apertura efectiva	26
3.2.4	Temperatura de antena	26
3.3	Dipolos	28
3.3.1	Ecuaciones de los campos	28
3.3.2	El Dipolo de Hertz	30
4	El Experimento: marco-teórico	34
4.1	Fuente a observar: el Sol	34
4.1.1	Tipos de emisión de acuerdo a variación temporal	34
4.1.2	Interpretación del espectro	36
4.1.3	Distribución de brillo	38
4.1.4	Componente emisora	41
4.2	La frecuencia elegida	45

4.3	Antecedentes	47
4.4	Calibración	48
4.4.1	Más temperaturas	50
4.4.2	Calibración del sistema: Dicke switching, obtención de la temperatura de antena	54
4.4.3	Calibración del sistema: Y-factor (Hot/Cold), obtención de la temperatura del sistema	56
5	El Experimento: descripción	57
5.1	Metodología	59
6	Bloque de mediciones I	61
6.1	Procesamiento de los datos	63
6.2	Resultados	68
7	Bloque de mediciones II	77
7.1	El dipolo	83
7.2	Resultados Bloque de Mediciones II	88
8	Conclusiones	109
9	Trabajo Futuro	112
A	Anexos	115
A.1	Observaciones del Learmonth Observatory	115
A.2	Observaciones del 16 de enero de 2020	116
B	Datasheets	117
B.1	Datasheet del LNA SPF5189Z	118
B.2	Datasheet del RTL-SDR V3	129

1 Introducción

1.1 Motivación

Aparte del óptico, la ventana en radio es la otra región del espectro estudiada con mayor antigüedad. Actualmente los desarrollos instrumentales en radio se orientan hacia obtener una mayor resolución angular y mayor sensibilidad, como se ha evidenciado en 2019 con el impactante proyecto del *Event Horizon Telescope* (EHT). Así como este, existen otros instrumentos, ya en funcionamiento con alta sensibilidad, como el *Atacama Large Millimeter Array* (ALMA), e instrumentos que se están desarrollando actualmente con resoluciones angulares y sensibilidades nunca alcanzadas anteriormente, como es el caso del *Square Kilometer Array* (SKA). Nos vemos contemporáneos a desarrollos instrumentales nunca antes vistos, todos dependientes de elementos muy simples: las antenas.

Las antenas son elementos extremadamente conocidos, que pueden ser diseñadas y obtener sus parámetros a través de programas de simulaciones, como FEKO (*FEldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche*, su traducción: 'cálculos de campo que implican cuerpos de forma arbitraria'), o a partir de medirlos con fuentes conocidas. El gran conocimiento sobre las mismas y la disponibilidad de instrumentos para sintonizarlas, hacen que armar un radiotelescopio simple se pueda lograr con productos que se encuentran en el mercado. Incluso resulta factible realizar interferómetros simples con dos antenas comerciales (Monstein and Meyer, 2006; Gallerani and Minarelli, 2007).

El objetivo de este trabajo especial es la optimización y puesta en funcionamiento de una antena destinada a la detección de ondas de radio, siendo este el primer contacto en la carrera de Licenciatura en Astronomía con la detección de este tipo de señales. En Córdoba, la astronomía tradicionalmente en instrumentación ha sido puramente en el rango del óptico. La realización de este trabajo implicaría una innovación a las técnicas de observación a emplear en la provincia.

Además, en dicho contexto, creemos necesario dar una introducción algo detallada de nociones útiles para abordar este trabajo especial. Si bien la radioastronomía es una rama de la astronomía, las técnicas, vocabulario y algunos conceptos que se emplean son distintos de los usados en otras áreas. Principalmente aquellas nociones relevantes a las técnicas de detección radioastronómicas y al instrumental que se emplea, que a fin de cuentas es el principal interés de este trabajo especial: dar los primeros pasos dentro de la instrumentación en radioastronomía. Es de nuestro conocimiento, que la radioastronomía no es el área más tratada a lo largo de la carrera, y teniendo en mente lo mencionado en este párrafo, es que se desarrollaron los Capítulos del 1 al 3. En ellos se espera brindar al lector el conocimiento necesario, revisando conceptos previos e introduciendo nuevos, para abordar este trabajo especial y comprender la problemática tratada en este. Además, se espera que este trabajo sirva de puntapié inicial para incrementar el interés y/o participación de la comunidad en esta rama tan interesante como lo es la radioastronomía.

1.2 Definiciones útiles

1.2.1 Radiación electromagnética

La radiación en radio, interés de este trabajo especial, es una forma de radiación electromagnética (EM), así como lo es la luz visible. Las leyes físicas nos dicen que la radiación EM está constituida por ondas de campo eléctrico y de campo magnético; estos en el vacío viajan perpendicular el uno al otro y a la vez respecto a la dirección de propagación.

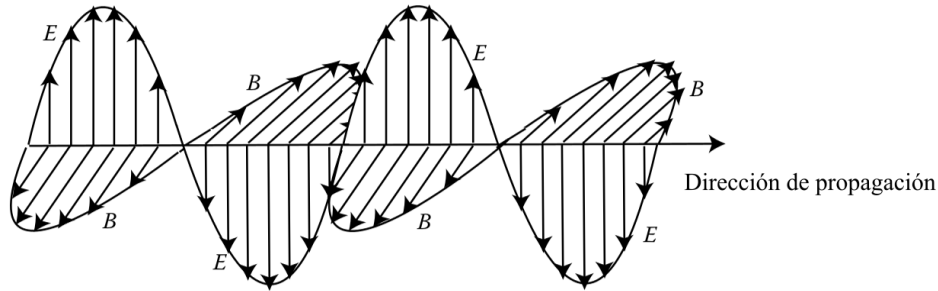


Figura 1: Representación esquemática de ondas electromagnéticas planas. El campo eléctrico oscila en el plano vertical, el magnético en el plano horizontal, y la dirección de propagación hacia la derecha es perpendicular. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

La velocidad a la que viaja la onda EM en el vacío tiene un valor definido, conocido como la velocidad de la luz: $c = 3.00 \times 10^8 \text{ m s}^{-1}$. La frecuencia de las ondas en general se representa ya sea por ν o por f , indistintamente una de la otra. La unidad de frecuencia es el Hertz (Hz), siendo un Hz la frecuencia de una oscilación que tiene como período un segundo, $f = 1/T = \text{Hz} = 1/\text{s}$. La longitud de onda se representa como λ , con unidades de longitud, en general de metros o centímetros. Dada una onda monocromática, estas tres magnitudes se relacionan a través de la siguiente fórmula:

$$\lambda \nu = c \quad (1)$$

Una de las fuentes usuales de radiación EM es una partícula cargada que sufre una aceleración. La luz tiene la peculiaridad, de que puede comportarse tanto como onda así como partícula. Describirla como campos electromagnéticos es verla como una onda. Si queremos describirla como partícula, usamos la definición de fotón. Un fotón no tiene masa, y su energía E , está dada por:

$$E = h\nu = \frac{hc}{\lambda} \quad (2)$$

donde h es la constante de Planck:

$$h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J s} = 6.626 \times 10^{-27} \text{ erg s} \quad (3)$$

La emisión en radio se estudia considerando a la luz como una onda, se profundizará

al respecto en la Sección 3.1.

En las siguientes secciones se describirán los parámetros fundamentales para abordar la radioastronomía, algunos se tienen en común con otras partes del espectro, pero de cualquier forma resulta útil enumerarlos aquí.

1.2.2 Ángulo sólido

En el estudio de los fenómenos astronómicos, se puede encontrar objetos que pueden ser descriptos como fuentes puntuales o fuentes extensas, por lo tanto definir el tamaño aparente en el cielo es importante. En general no se conoce las dimensiones físicas reales de una fuente, principalmente porque se desconoce la distancia a ella, pero sí puede conocerse su tamaño angular.

Para describir el tamaño angular de un objeto, pensemos en un círculo. El observador se ubica en el centro de este, y el objeto que está observando se considera extendido a lo largo de un arco de circunferencia. La longitud de este arco tiene un tamaño angular visto desde el centro del círculo dado por $\theta = s/r$, siendo s la longitud del arco y r el radio del círculo. Si se conoce el radio r , se describe el tamaño angular del objeto a partir del ángulo θ , y por su definición, la unidad en que está descripto es en radianes. La manera de llevar

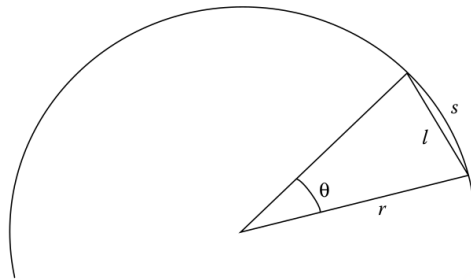


Figura 2: La medida de un ángulo θ es la longitud del arco s dividida por el radio del círculo r , teniendo por lo tanto como unidad, radianes. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

esto, a objetos astronómicos distantes, es a partir de considerar que son lejanos. Esto permite aproximar el arco por una línea recta que une los extremos del mismo. Entonces la longitud s del arco es prácticamente la misma que la distancia l entre estos dos puntos (Figura 2). Al hacer esta aproximación, se termina trabajando con un triángulo plano, donde utilizando la semejanza de triángulos, el ángulo es el mismo que el subtendido por un objeto de longitud l a una distancia r del centro del círculo. De esta manera se puede definir el tamaño angular de un objeto lejano en radianes.

En realidad, no se miden objetos en una sola dimensión, sino en dos; como los ángulos son unidimensionales, para describir el tamaño angular de una fuente se usa una descripción de dos dimensiones. A ésta se denomina *ángulo sólido*, denotado por Ω . Se obtiene

la ecuación del ángulo para una forma arbitraria utilizando la siguiente relación:

$$\Omega = \frac{A}{d^2} \quad (4)$$

donde A es el área de la sección transversal y d es la distancia al objeto.

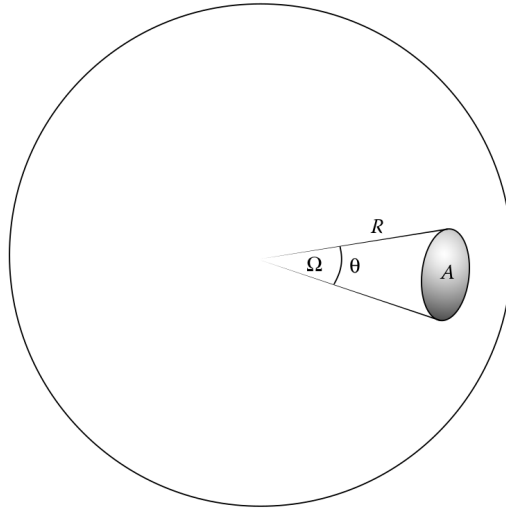


Figura 3: Ángulo sólido de un círculo de diámetro θ en la superficie de una esfera. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

1.2.3 Energía Total Emitida

Podría describirse la radiación de una fuente en término de la cantidad total de energía emitida a lo largo de la vida de la fuente, en todas las frecuencias y en todas las direcciones. Queda claro, que en la práctica esto es inmensurable. Solamente se pueden realizar mediciones a lo largo de un intervalo temporal finito, por lo que, solo se puede describir la cantidad de energía detectada en dicho intervalo. Se desea hacer una medición independiente del intervalo de tiempo observado, por eso se usan la luminosidad o potencia, que son energía normalizada respecto al intervalo de tiempo.

1.2.4 Luminosidad

La *luminosidad* (L) o potencia es la tasa a la cual la energía se emite. Sus unidades en el SI son J s^{-1} , o watts ($1 \text{ W} = 1 \text{ J s}^{-1}$) y erg s^{-1} en el cgs. Se obtiene al dividir la cantidad total de energía emitida por el intervalo de tiempo que emitió. Sin embargo, no se puede medir toda la energía irradiada por dos motivos. Por un lado, nuestro receptor solamente intercepta parte de la radiación, siendo la mayoría de la energía emitida irradiada en direcciones diferentes a la del receptor. El segundo motivo es que, un receptor astronómico solamente detecta parte de la radiación que recibe, definida por el ancho de banda del detector, ie, las frecuencias o longitudes de onda que detecta. Por esto se define el flujo.

1.2.5 Flujo

La cantidad de potencia recibida depende del tamaño de nuestro telescopio (su sección transversal), por lo que se normaliza nuestra medición respecto al área del mismo. Esta medición normalizada da el *flujo* (S_{tot}), que es la cantidad de energía lumínica por unidad de tiempo y por unidad de área. Sus unidades son $\text{J s}^{-1} \text{m}^{-2}$ (SI) y $\text{ergs s}^{-1} \text{cm}^{-2}$ (cgs).

Se obtiene la relación entre el flujo detectado y la luminosidad al calcular la fracción de radiación que detectó el telescopio. Si se considera que la fuente es isotrópica y que está a una distancia d , la luminosidad L se distribuye sobre un cascarón de radio d . La fracción que se detecta está dada por la razón entre el área efectiva (A_{eff}) y el área de todo el cascarón ($4\pi d^2$) por lo tanto la potencia detectada es:

$$P = L \frac{A_{eff}}{4\pi d^2} \quad (5)$$

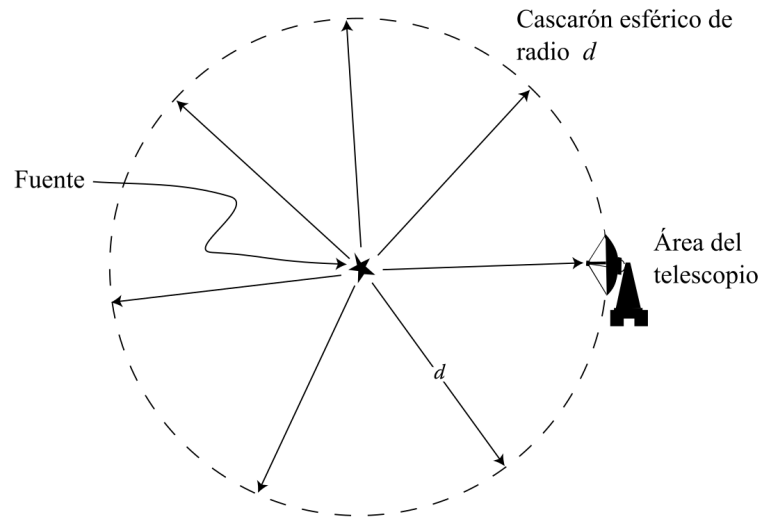


Figura 4: La potencia recibida por el telescopio es la fracción de la luminosidad que intercepta este y la luminosidad total. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

Entonces el flujo, ie, la potencia recibida dividida por el área del telescopio (P/A_{eff}), a partir de la Ecuación 5 se relaciona con la luminosidad de la siguiente manera:

$$S = \frac{L}{4\pi d^2} \quad (6)$$

Nuevamente esta es una cantidad no factible de ser medida, ya que no se puede medir la radiación que se emite en todas las frecuencias a lo largo del espectro electromagnético. Solo se puede detectar la radiación en una pequeña porción del espectro. A esta porción en general se le hace referencia como *ancho de banda*, dando la información de la extensión en frecuencias que tiene respecto a una frecuencia central. Por ejemplo, un ancho de banda de 604 a 612 MHz, está indicando típicamente que el ancho total de banda es 8 MHz y que la frecuencia central es 608 MHz.

Debido a esta imposibilidad de medir el flujo, y el hecho de que solo se lo detecta para un ancho de banda, nace la necesidad de definir una densidad de flujo.

1.2.6 Densidad Espectral de Flujo

La *densidad espectral de flujo* (S_ν o S_λ) es el flujo por unidad de frecuencia en el rango espectral observado, y es equivalente al flujo detectado dividido en el intervalo de frecuencia de la observación:

$$S_\nu = \frac{S_{det}}{\Delta\nu} \quad (7)$$

a $\Delta\nu$ es a lo que se llama ancho de banda o *bandwidth*.

En radioastronomía la convención es utilizar S_ν en vez de S_λ . Como se observa en un cierto rango de frecuencias, se deben normalizar las mediciones hechas dividiendo el flujo detectado por el rango de frecuencias en el cual se observó. La relación entre el flujo y la densidad espectral de flujo es:

$$S_{det} = \int S_\nu d\nu \quad (8)$$

La densidad espectral de flujo es una cantidad que se puede obtener de forma directa. Para ello, se mide una cierta cantidad de potencia, que además depende del área colectora y del ancho de banda. La densidad espectral de flujo es la característica de la fuente que se desea inferir a partir del dato de la potencia. La potencia que mide un telescopio de una fuente con una cierta densidad de flujo está dada por:

$$P = S_\nu A_{ef} \Delta\nu \quad (9)$$

Como esta es una cantidad medible, es necesario definir unidades convenientes. Para fuentes radioastronómicas, la cantidad de energía que se recibe por unidad de tiempo, por unidad de área y por unidad de ancho de banda es pequeñísima, por lo que en el SI y el cgs los valores de densidades espectral de flujo típicas son diminutos. Por esto se definió una unidad de densidad de flujo, nombrada en honor al padre de la radioastronomía Karl Jansky. En unidades del SI y del cgs, un Jansky se define como:

$$1 \text{ Jy} = 10^{-26} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1} = 10^{-23} \text{ ergs s}^{-1} \text{ cm}^{-2} \text{ Hz}^{-1} \quad (10)$$

Esta es una unidad muy importante en radio astronomía, todas las densidades espectrales de flujo se miden en Jy. Muy pocas fuentes son tan brillantes como 1 Jy.

1.2.7 Intensidad

La intensidad (I_ν o I_λ) o intensidad específica monocromática (o brillo superficial) es la densidad de flujo por unidad de ángulo sólido. Tiene unidades de $\text{W Hz}^{-1} \text{ m}^{-2} \text{ sr}^{-1}$ (para

I_ν) o $\text{W nm}^{-1} \text{Hz}^{-1} \text{m}^{-2}$ (para I_λ). Si se conoce el tamaño angular de la fuente, puede obtenerse la intensidad promedio de ésta al dividir la densidad de flujo S_ν por el ángulo sólido Ω :

$$I_\nu = \frac{S_\nu}{\Delta\Omega} \quad (11)$$

Utilizando las Ecuaciones 5 y 9 obtenemos la siguiente relación entre la densidad espectral de flujo y la luminosidad:

$$S_\nu \sim \frac{L}{4\pi d^2 \Delta\nu} \quad (12)$$

La intensidad tiene ciertos aspectos importantes: por un lado, S_ν no distingue entre las direcciones de las cuales los fotones provienen o hacia las direcciones a las que van, en cambio I_ν sí. Esto es importante para ciertos tipos de estudios, como de transporte radiativo. Además, la intensidad es independiente de la distancia, al tener dos factores de esta en su expresión, los cuales se anulan entre sí, si consideramos una fuente pequeña:

$$I_\nu \sim \frac{S_\nu}{\Omega} \sim \frac{Ld^2}{4\pi d^2 \Delta\nu A} \sim \frac{L}{4\pi \Delta\nu A} \quad (13)$$

Por último, es una medición directa del brillo superficial del objeto, ie, la cantidad de energía radiada por segundo, por unidad de área, y por unidad de ángulo sólido.

1.2.8 Relación entre Intensidad y los campos Electro-Magnéticos

Unir los conceptos previos, de las ondas Electro-Magnéticas, y las magnitudes que se refieren a la energía emitida por la fuentes, se basa en que la energía que medimos está contenida en los campos eléctrico y magnético de las ondas. El flujo de energía de la radiación en términos de los campos EM, se describe a partir del vector de Poynting, que se suele representar con \vec{S} . Además como el módulo del campo magnético es directamente proporcional al módulo del campo eléctrico, el flujo de energía se puede expresar solo en términos del campo eléctrico E_0 :

$$|\vec{S}| = \frac{1}{2} c \epsilon_0 E_0^2 \quad [\text{SI}] \quad (14)$$

La intensidad de la radiación se relaciona con el flujo, siendo esta proporcional al cuadrado del campo eléctrico de las ondas:

$$I_\nu \propto E_0^2 \quad (15)$$

La mayoría de los detectores en radio producen una señal proporcional al cuadrado de la amplitud del campo eléctrico, de forma que la señal de salida es proporcional a la potencia de la radiación.

2 Conceptos básicos de Radioastronomía

2.1 La Ventana de Radio

Como bien se sabe, en astronomía se es esclavo del experimento. La única manera a través de la cual se puede obtener información del espacio es a partir de la luz que llega, a excepción de la exploración del mismo y de los meteoritos que caen. Esto mismo además tiene el elemento del azar de estar observando en la dirección correcta en el momento justo.

Durante la mayor parte de la historia de la astronomía, la única radiación que podía estudiarse era la que llegaba hasta la superficie de la Tierra. Esto cambió el 24 de abril de 1990 con el lanzamiento del Telescopio Espacial Hubble (HST), abriendo una nueva manera de explorar el universo. Debido a esto, tradicionalmente los dos rangos del espectro electromagnético que han podido ser explorados desde la superficie de la Tierra son el óptico y el radio, este último desarrollándose a partir de la primer mitad del siglo pasado.

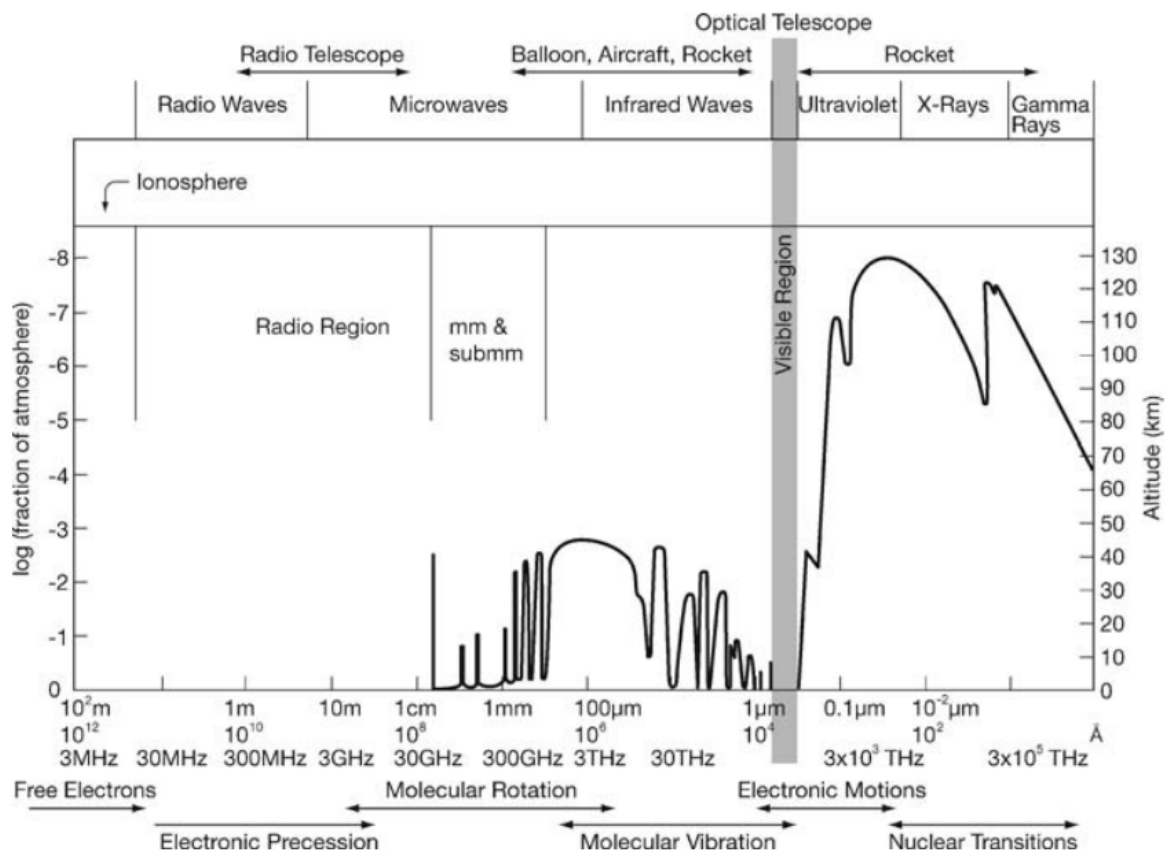


Figura 5: En esta imagen se muestra la transmisión atmosférica para la radiación electromagnética. El diagrama muestra la altura en la atmósfera para la cual la radiación se ve atenuada en un factor de 0.5. Imagen extraída de [Wilson et al. \(2013\)](#).

A la hora de decidir realizar observaciones en una parte del espectro, se ha de tener en cuenta las características de la atmósfera en dichas frecuencias. Para ejemplificar una

de estas características, presentamos la Figura 5, donde se observa que la atmósfera es transparente a las ondas de radio, siempre y cuando ninguno de sus componentes pueda absorber la radiación de manera notable. La ventana de radio se extiende desde longitudes de onda de $\lambda \simeq 0.2$ mm ($\nu \simeq 1.5$ THz) a $\lambda \simeq 20$ m ($\nu \simeq 15$ MHz). Por lo tanto se tiene un amplio rango para realizar observaciones desde la superficie terrestre. De cualquier forma, los límites varían con la altura, la posición geográfica y el tiempo.

El límite en frecuencias altas (o longitudes de onda cortas), está dado por la presencia de moléculas en la tropósfera, principalmente el vapor de agua H_2O , y el oxígeno molecular O_2 , con bandas de absorción en $\nu = 22.2$ GHz ($\lambda = 1.35$) cm y $\nu = 183$ GHz ($\lambda = 1.63$) mm para el primero. El segundo tiene una fuerte banda de absorción en $\nu = 60$ GHz ($\lambda = 5$ mm). Otras absorciones se producen por N_2 y CO_2 para frecuencias mayores a 300 GHz.

El límite en frecuencias bajas lo impone la ionosfera, que actúa como un espejo que no deja traspasar ninguna radiación externa a partir de una cierta frecuencia, siendo ésta la frecuencia de plasma ν_p determinada por los electrones libres presentes en la ionosfera. La frecuencia de plasma depende de la densidad electrónica, y varía a lo largo del día, variando entonces entre 11 MHz de día y 4.5 MHz de noche. Además varía con la actividad solar.

2.2 Fuentes

Cuando se habla de fuentes en radio, se tiene una gran variedad. Así mismo, pueden clasificarse de distintas formas. Por un lado, desde el comienzo de la radioastronomía, se clasificaron las fuentes en dos grandes familias: fuentes galácticas, concentradas en el plano galáctico, y fuentes extragalácticas, distribuidas de manera prácticamente uniforme en el espacio. Además está la componente galáctica que es no resuelta y continua espacialmente, y la radiación térmica de fondo de 2.7 K conocida normalmente como el Fondo Cósmico de Microondas (*Cosmic Microwave Background, CMB*).

A fin de identificar la naturaleza de las fuentes discretas, se hacen mediciones en diferentes frecuencias para determinar las características espectrales, se estudia la distribución espectral de energía de las fuentes. Nuevamente, se dan dos grandes clasificaciones: la primer clase de fuentes tiene una densidad de flujo aproximadamente lineal a medida que aumenta la frecuencia, el otro tipo es más intensa en frecuencias bajas. Como ejemplos de estos tipos de fuentes, para el primer tipo se tiene a la Luna, el Sol (cuando no presenta actividad, lo que se conoce como *Quiet Sun*), la nebulosa de Orión, entre otros. Entre los ejemplos del segundo tipo, encontramos algunas de las fuentes más intensas en radio, como Cassiopeia A y Cygnus A.

Esta clasificación de acuerdo a características espectrales se basa en el tipo de proceso de emisión de la fuente: procesos térmicos y procesos no térmicos. Los térmicos tienen una densidad de flujo que incrementa a medida que lo hace la frecuencia, y los no térmicos

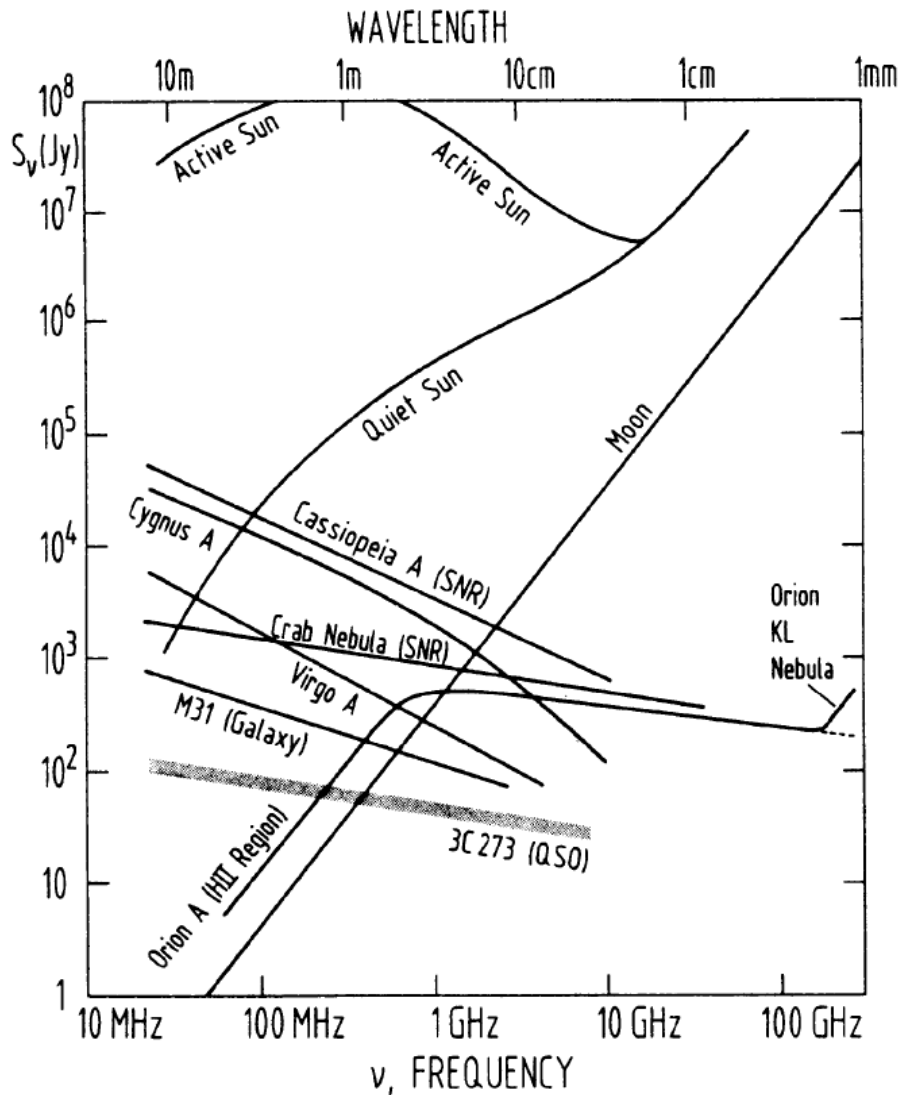


Figura 6: Distribuciones espectrales de energía de varias fuentes en radio. Las fuentes que tienen pendiente negativa, son regidas por procesos no térmicos, y las con pendiente positiva por procesos térmicos. Imagen extraída de [Wilson et al. \(2013\)](#).

son más intensos en frecuencias más bajas. En principio, la radiación no térmica podría ser producida por una gran variedad de procesos, pero en la práctica, hay un mecanismo que parece ser dominante: la radiación sincrotrón. Aunque la clasificación de fuentes extragalácticas y galácticas es independiente del proceso de emisión, en general las fuentes extragalácticas son no térmicas. Esto en realidad es un resultado del mero hecho que las fuentes más intensas son de origen no térmico. Incluso si hay fuentes térmicas abundantes fuera de la galaxia, estas van a ser más difícil de detectar.

Por último, es posible identificar las partículas responsables de la emisión, donde se tiene que a excepción de la emisión de líneas térmicas de átomos y moléculas, y la radiación provocada por cuerpos sólidos (emisión de cuerpo negro), la radiación en radio siempre es provocada por electrones libres. Al estos poder intercambiar energía en cantidades arbitrarias, ocurren saltos de energía no definidos, por lo tanto se produce un espectro

continuo.

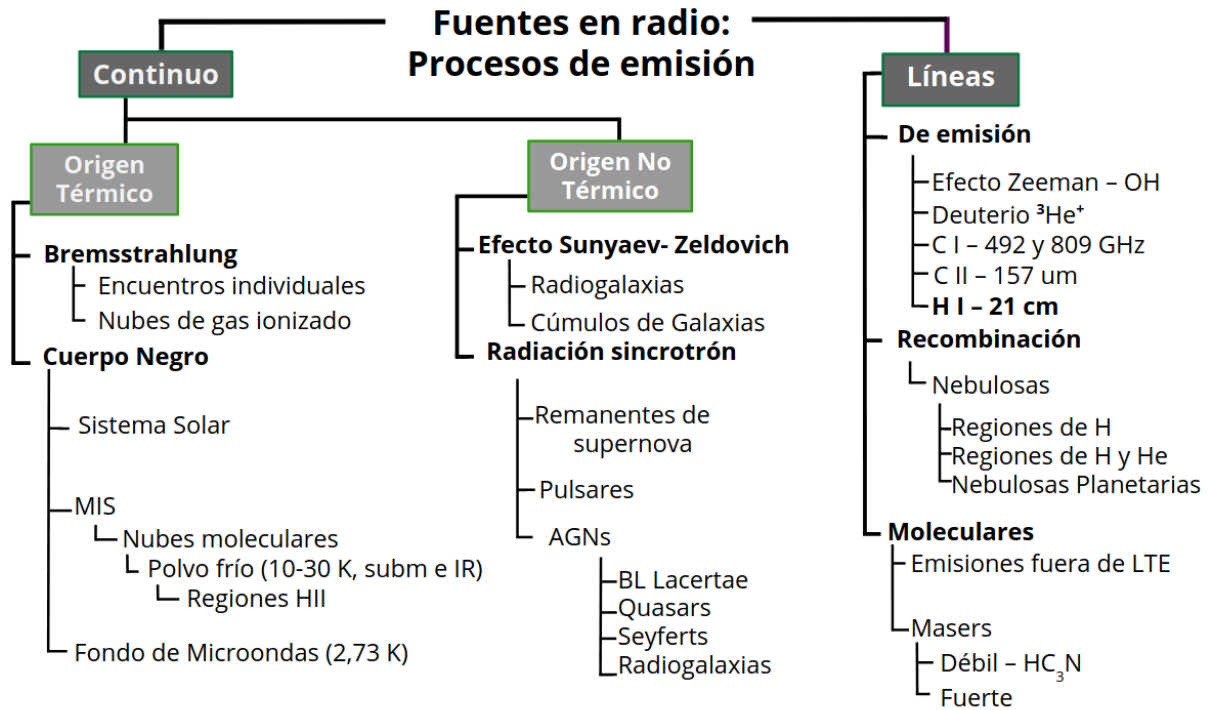


Figura 7: Clasificaciones principales de las fuentes en radio. *MIS* hace referencia a *Inter-estelar Medium* o Medio Interestelar en español, *AGN* o *Active Galactic Nucleus* se refiere a galaxias activas, *LTE* o *Local Thermodynamyc Equilibrium* se refiere al Equilibrio Termodinámico Local, *IR* se refiere al Infrarrojo.

2.2.1 Radiación de Cuerpo Negro

La distribución espectral de la radiación de cuerpo negro en equilibrio termodinámico está dada por la ley de Planck:

$$B_\nu = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{1}{\exp(h\nu/kT) - 1} \quad (16)$$

donde: $h = 6.623 \times 10^{-34} \text{ J s} = 6.626 \times 10^{-27} \text{ erg}$ es la constante de Planck

$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1} = 1.38 \times 10^{-16} \text{ erg K}^{-1}$ es la constante de Boltzmann

T es la temperatura del cuerpo irradiante en Kelvins

c es la velocidad de la luz

ν es la frecuencia de observación

Esta ecuación da la intensidad por unidad de intervalo en frecuencia, teniendo unidades de $\text{W m}^2 \text{ Hz}^{-1} \text{ sr}^{-1}$. También se puede expresar en función de la longitud de onda, para ello ha de tenerse en cuenta que representan el mismo concepto, pero numéricamente no son iguales, ni tampoco la misma función. La ecuación de $B_\lambda(T)$ es

$$B_\lambda(T) = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{\exp(hc/\lambda kT) - 1} \quad (17)$$

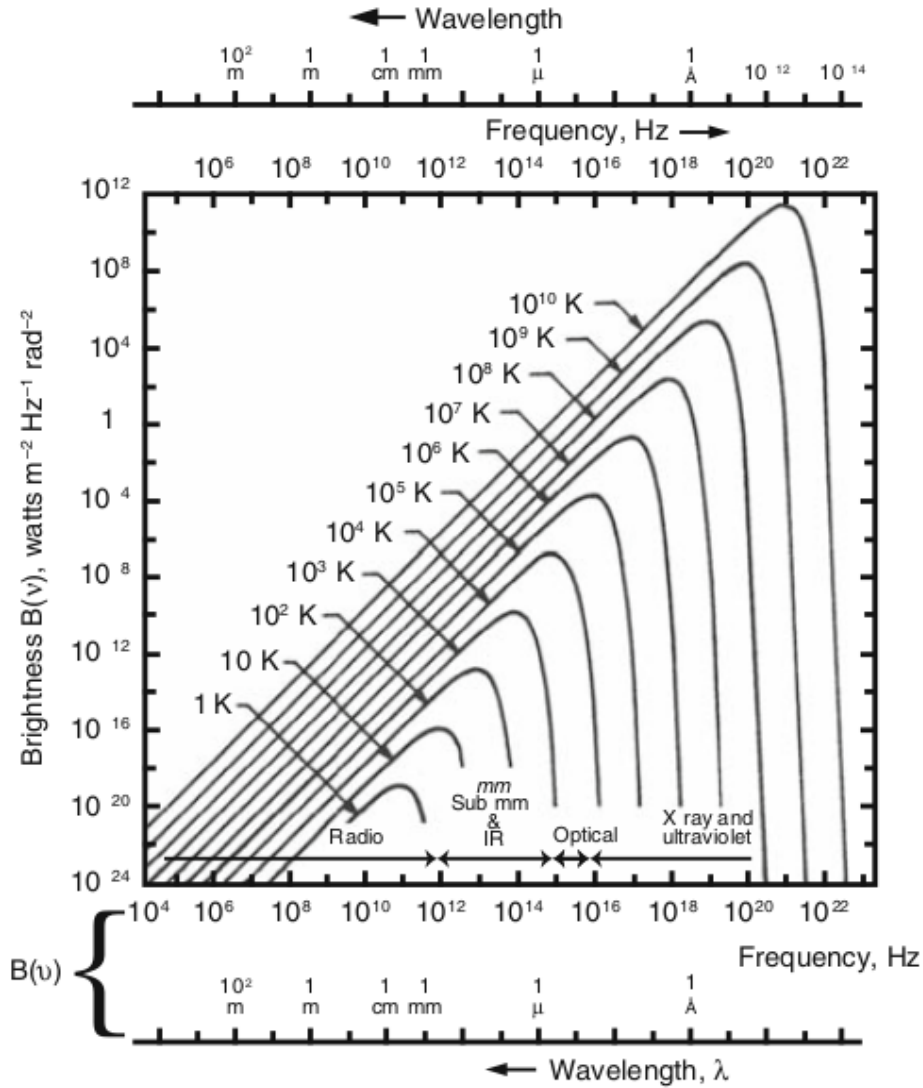


Figura 8: Espectro de Planck para cuerpos negros de distintas temperaturas. Imagen tomada de [Wilson et al. \(2013\)](#).

Ha de notarse que la función de Planck solamente depende de la temperatura del cuerpo y de la frecuencia de radiación. Esto quiere decir que la intensidad específica monocromática de un cuerpo negro solo depende de su temperatura.

Además se puede obtener el flujo total de radiación emitido por el cuerpo negro, integrando la función de Planck en frecuencia y en ángulo sólido:

$$B(T) = S = \sigma T^4 \tag{18}$$

y con $\sigma = 5.67 \times 10^{-8} \text{W m}^{-2} \text{K}^{-4}$ siendo la constante de Stefan-Boltzmann, conociéndose esta ley a la vez con el mismo nombre, Ley de Stefan-Boltzmann.

Una característica fundamental de la radiación de cuerpo negro, es que lado ninguna de las curvas para cuerpos negros a distintas temperaturas se cruza. A medida que la temperatura aumenta, esto se traduce en que el valor de $B_\nu(T)$ aumenta para todas las

frecuencias, por lo que si se identifica un valor de intensidad a una frecuencia específica, esta se corresponde con exactamente una sola temperatura.

2.2.2 Aproximación de Rayleigh-Jeans

Para la mayoría de las frecuencias en radio, la función de Planck puede aproximarse por una expresión mucho más simple. En la mayoría de las frecuencias, ν es tan pequeña, que el término de la exponencial cumple $h\nu/kT \ll 1$ para cualquier temperatura razonable, eso permite expandir la exponencial como una serie de Taylor:

$$e^{h\nu/kT} \simeq 1 + \frac{h\nu}{kT} + \dots \quad (19)$$

que reemplazándolo en la expresión de $B_\nu(T)$ resulta en:

$$B_{RJ}(\nu, T) = \frac{2\nu^2}{c^2} kT \quad (20)$$

La relación simple resultante es el límite clásico de la ley de Planck. Esta expresión se usa habitualmente en el régimen de radiofrecuencias, dejando de ser válida solo en las frecuencias de radio más altas, en observaciones de objetos fríos.

2.2.3 Temperatura de brillo

Como se mostró en el apartado previo, la aproximación de Rayleigh-Jeans muestra que en radio, la distribución espectral de radiación de un cuerpo negro es directamente proporcional a la temperatura del cuerpo, $B_\nu(T) \propto T$. Además si consideramos que estamos en LTE y que el medio es ópticamente grueso, resulta que $B_\nu(T)$ del cuerpo negro es igual a la intensidad de radiación emitida I_ν , por lo cual en dicho caso se usan indistintamente.

Debido a la proporcionalidad con la temperatura, podemos usar estas dos cantidades (I_ν y T_B) de igual manera una o la otra. Mientras que la intensidad es una medida de la radiación emitida, la temperatura hace referencia a una condición física propia de la fuente, lo que la hace un parámetro más interesante ya que posibilita un poco más de entendimiento de la física de la fuente.

Se define entonces la temperatura de brillo despejando a partir de la Ecuación 20:

$$T_B = \left(\frac{\lambda^2}{2k} \right) I_\nu \quad (21)$$

Si la fuente es un cuerpo negro, a partir de esta relación se sabe inmediatamente la temperatura de la misma. En el caso de que no sea una fuente opaca, la temperatura de brillo es la temperatura que la fuente tendría si fuera un cuerpo negro.

Si se combina la Ecuación 11 con la ecuación anterior, tenemos lo siguiente:

$$S_\nu = \frac{2k\nu^2}{c^2} T_B \Delta\Omega \quad (22)$$

Si se considera una fuente gaussiana, ie no extensa , la relación resulta:

$$\left[\frac{S_\nu}{\text{Jy}} \right] = 2.65 T_B \left[\frac{\theta}{\text{arc minutes}} \right]^2 \left[\frac{\lambda}{\text{cm}} \right]^{-2} \quad (23)$$

Esto significa que si se tiene una medición de la densidad de flujo S_ν en Janskys, y el tamaño angular de la fuente, se puede determinar la temperatura de brillo. En la práctica, esta última cantidad es útil y es la que se utiliza, incluso si los procesos responsables de la emisión no son procesos térmicos.

3 Radiotelescopios

Hasta el momento, se ha llevado a cabo una introducción sobre los distintos procesos que se estudian en radioastronomía, y a fin de introducir las nociones básicas acerca de la detección en radiofrecuencias, a continuación se presenta una descripción de los radiotelescopios y su funcionamiento.

3.1 Introducción

En general un radiotelescopio consiste en un reflector primario o *disco*, una alimentación de antena o *feed*, una línea de transmisión y un receptor.

En cuanto a sus características, comparten algunas con telescopios ópticos, infrarrojos y ultravioletas. No obstante, algunas son muy distintas comparándolos con telescopios en otras longitudes de onda. La más notoria: la *forma* en que se detecta la radiación.

En longitudes de ondas cortas (frecuencias altas), la radiación es detectada considerando su naturaleza como partícula, ie, los fotones individuales. La energía de estos es suficiente como para excitar electrones de valencia o inducir pares electrón-hueco en los semiconductores que se usan en los detectores, siendo del orden de unos pocos eV¹. En cambio, los fotones de radio, tienen energías del orden de 10^{-5} eV, por lo que no son eficientes para producir algún efecto mensurable en los semiconductores. La alternativa es estudiar la radiación a partir de su comportamiento como onda. Este rango es el único de todo el espectro electromagnético que detecta la radiación a partir de esta naturaleza.

Otra diferencia importante, es que la detección en radiofrecuencias se emplea el procesamiento coherente de señales², lo que permite mantener la información respecto a la fase de las ondas. Este tipo de procesamiento se puede llevar a cabo a través de lo que se denomina receptores heterodinos. En el caso de las ondas milimétrica y submilimétricas, pueden utilizarse receptores incoherentes, que se denominan bolómetros.

Además, dependiendo de la meta científica del estudio y de acuerdo a la fuente de este, podría querer medirse el flujo a lo largo de un amplio rango de frecuencias. Este tipo de observaciones es similar a lo que en visible e infrarrojo le llaman fotometría de banda ancha. O podría quererse justo lo opuesto, líneas espectrales, en este caso se usa un espectrómetro para medir la potencia.

¹Un electron volt (eV) es una unidad de energía que representa la variación de energía cinética de un electrón al moverse de un punto al otro dentro de un potencial, cuando la diferencia de potencial del campo eléctrico es de 1 V. $1 \text{ eV} = 1.602176634 \times 10^{-19} \text{ J}$.

²El procesamiento coherente de señales hace referencia a analizar que las señales que se estudian sean coherentes, donde la coherencia significa que una de las señales es la respuesta a un sistema lineal aplicado a la señal original. Esto es lo que se tiene en cuenta en astronomía, donde se considera que la señal que se obtiene está relacionada con la señal original (la que se quiere obtener) por medio de un sistema lineal, que se correspondería con el telescopio. Las diferencias entre estos sistemas y los incoherentes, viene dada por la detección que hacen. Los receptores coherentes miden el espectro (tienen información de la frecuencia) y la potencia recibida. En cambio los incoherentes detectan la envolvente de la señal recibida y producen un voltaje continuo proporcional a la potencia promedio de la señal recibida.

3.1.1 Reflectores vs antenas

Cuando se piensa en un radiotelescopio y se visualiza una imagen como la de la Figura 9, se tiende a referirse a todo como una antena. Mas en realidad, la antena es un dispositivo pequeño que no es visible en una imagen como esta. Usualmente se usa el término antena o reflector de manera intercambiable para referirse al componente de un radio telescopio responsable de recolectar la señal de radio. Sin embargo, ambos términos hacen referencia a partes distintas.

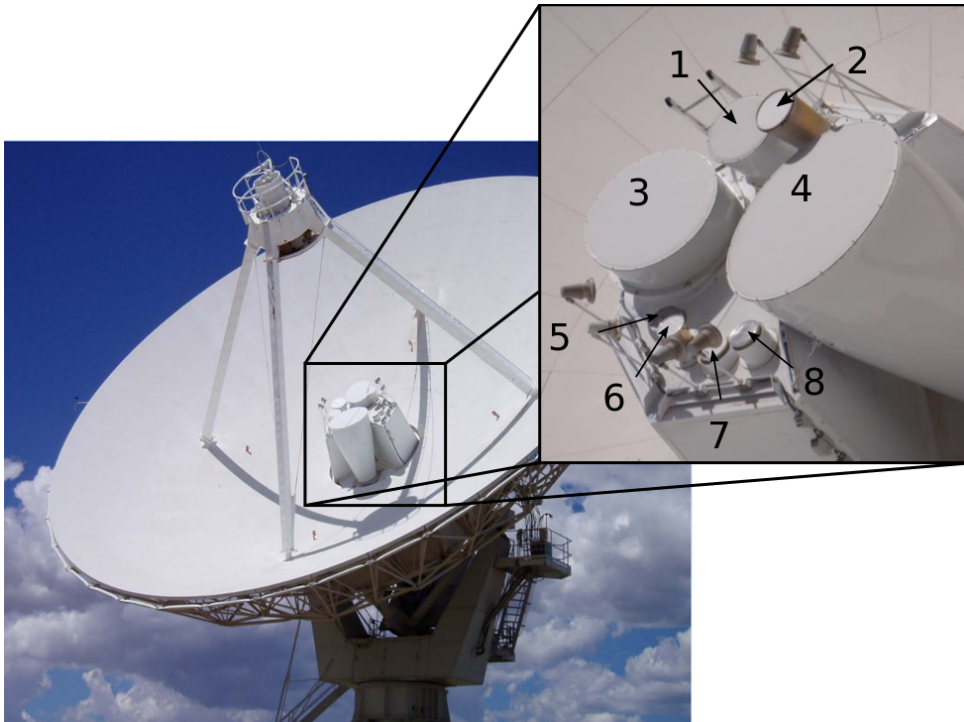


Figura 9: Radiotelescopio del *Very Large Array* (VLA)³, la ampliación muestra los distintos receptores que hay en el foco Cassegrain del telescopio. Los números indican la banda de frecuencias correspondiente para cada receptor, siendo las siguientes bandas: 1)Banda C (4-8 GHz), 2) Banda X (8-12 GHz), 3) Banda S (2-4 GHz), 4) Banda L (1-2 GHz), 5) Banda Ku (12-18 GHz), 6) Banda K (18-26.5 GHz), 7)Banda Q (40-50 GHz), 8) Banda Ka (8-12 GHz).

Una antena es un dispositivo que acopla ondas EM del espacio libre, a ondas confinadas a una línea de transmisión. Mientras tanto, la función principal de un reflector es coleccionar y concentrar la radiación, teniendo típicamente forma de parábola. Esto quiere decir que, en general los radiotelescopios usan un reflector como el primer elemento del instrumento, pero luego necesitan una antena para acoplar las ondas EM a una línea de transmisión, que lleva la señal al receptor. Para evitar confusiones, se suele llamar al reflector como *disco* y a la antena como *feed* o *alimentación*.

Cuando el radiotelescopio consiste en una sola antena, como es el caso del estudiado para esta tesis, se refiere a este como un disco simple o *single dish*. En cambio, cuando el

³El VLA es un observatorio radioastronómico ubicado en Nuevo México, EEUU. El mismo está conformado por 27 antenas cada una de 25 m de diámetro, y funciona como interferómetro.

radiotelescopio consiste en utilizar varias antenas en simultáneo observando una fuente, a este se le llama *array*, y funciona utilizando el principio de la interferometría, el cual no vamos a describir en esta tesis porque no es el caso de estudio. En la Figura 9, si consideramos una sola de las antenas midiendo, es un *single dish*. Si consideramos todo el VLA, es un array.

- **Reflectores Primarios**

La mayoría de los discos de los radiotelescopios son reflectores parabólicos. Esta forma es utilizada porque hace que todas las ondas que llegan al disco desde una dirección perpendicular a la del plano de entrada converjan a un solo punto, el *foco* del telescopio. Si la radiación llega por fuera del eje central del reflector, entonces las ondas convergen a aproximadamente un punto, pero fuera del centro del disco. Esto provoca que se hable de un *plano focal* y no de un foco. En dicho plano se encuentra el feed del telescopio, siendo más de uno en general, aprovechando el hecho de que es un plano focal pueden recolectar potencia de distintas direcciones en simultáneo.

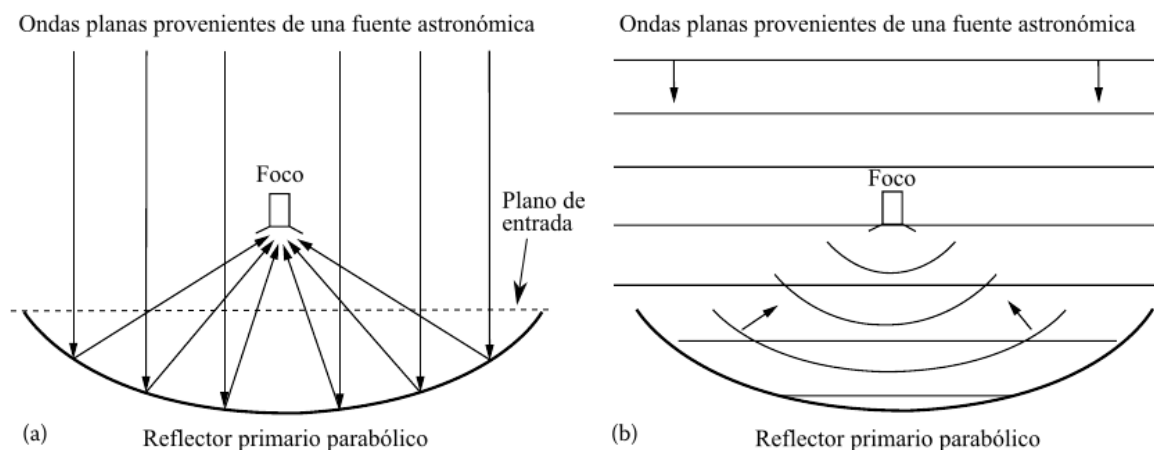


Figura 10: En la imagen se pueden ver dos representaciones de cómo se enfoca la luz en el foco debido a la reflexión en la parábola. En el panel a) se ilustran los rayos de luz provenientes de una fuente distante y perpendiculares al plano de entrada de la parábola, convergiendo en el foco, y en el panel b) se representa la luz a través de sus frentes de onda, los que son paralelos al plano de entrada del reflector. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

Los reflectores primarios tienen dos funciones importantes. Por un lado recolectan y enfocan la radiación, permitiendo detectar fuentes débiles. La cantidad de radiación que colecta depende del área efectiva A_{eff} que está relacionada con el área geométrica del reflector, siendo la primera siempre menor a esta última. Además, como vimos en la Ecuación 9, el área efectiva se relaciona directamente con la potencia.

La otra función importante entra en escena a la hora de hacer un mapa del cielo. Esta es la de dar directividad. Esta es la habilidad del telescopio de diferenciar la emisión de

objetos de diferentes posiciones angulares y es lo que determina la resolución en un mapa. Esta se describe a través del patrón de radiación del telescopio.

- **Patrón de radiación**

Es una medida de la sensibilidad del telescopio a señales dependiendo del ángulo en el cielo del cual provengan. Sería aproximadamente, el análogo en radio de lo que en óptico se conoce como Point Spread Function (PSF). Idealmente, cada receptor recogería señales provenientes de una sola dirección del cielo, pero esto no ocurre en la realidad debido a la difracción de la luz.

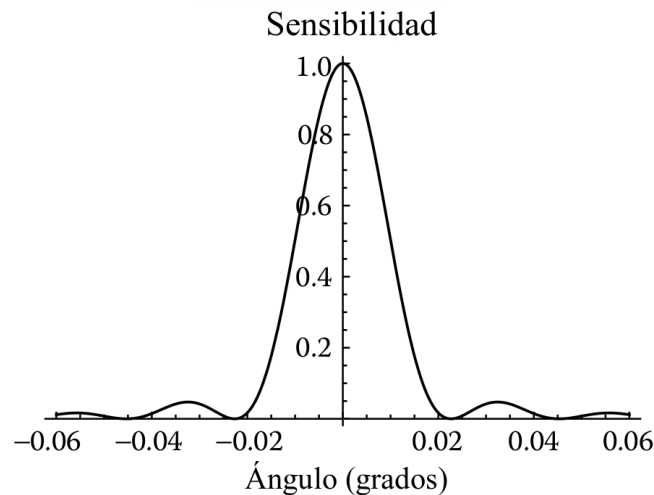


Figura 11: Patrón de Airy: patrón de sensibilidad de un radiotelescopio como función del ángulo θ , medido respecto al eje central del telescopio. El patrón es para un reflector de diámetro 40 m con iluminación uniforme, para una $\lambda = 1.4$ cm. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

El reflector actúa como una apertura circular frente a la radiación, por lo que cuando converge la luz al foco, ocurre el mismo fenómeno que en el rango visible del espectro: por diferencias de caminos ópticos, se generan diferencias de fases entre los rayos provenientes de distintos puntos, traduciéndose en interferencias destructivas y constructivas. En el caso de telescopios ópticos, se considera que dichas aberturas circulares están uniformemente iluminadas, siendo el patrón que se obtiene, el patrón de Airy. Se tiene entonces que la potencia total se vuelve cero cuando la fuente está a $1.22(\lambda/D)$ radianes del eje central. En la Figura 11 se muestra un patrón típico de sensibilidad para una antena parabólica. Al pico central, se lo denomina como *lóbulo principal* o *beam principal*, y a las regiones fuera de este donde se puede medir algo de potencia, *lóbulos secundarios*. Estos últimos son indeseables, ya que pueden contribuir con confusiones en las observaciones.

El ancho del lóbulo principal es el que se usa para definir la resolución angular de un *single dish*. A este se lo mide entre los dos puntos donde la potencia recibida cae a la mitad, y se lo denomina como *Full Width at Half Maximum* (FWHM) del beam principal. Este ángulo indica el tamaño angular mínimo de las estructuras que es posible discernir

en una fuente. En óptico, se considera la resolución como el diámetro del disco de Airy, siendo $\theta_{res} = 1.22\lambda/D$, pero en el caso de un radiotelescopio se toma como resolución la dada por el FWHM, $\theta_{res} = 1.02\lambda/D$. Las consideraciones que se tuvieron hasta aquí están sujetas a que el reflector esté uniformemente iluminado, significando esto que la misma cantidad de potencia se recolecta de áreas iguales en todos lados del disco. Esto en general no se cumple, pero se lo utiliza para realizar la comparación con los telescopios ópticos.

- **Alimentación e iluminación**

En el foco de un radiotelescopio, son necesarias antenas que acoplen las ondas EM a las líneas de transmisión. Se mencionó que se tiene un plano focal, lo que permite ubicar en el mismo varios feeds como se observa en la Figura 9, estando cada uno conectado a su respectivo receptor. Usualmente, un feed es una bocina que puede tener su sección circular o rectangular. Cada feed, así como cada receptor, funciona para un ancho de banda determinado, siendo este último elemento, el receptor, quien define el ancho de banda que aparece en la Ecuación 9.

Cuando la señal entra a la alimentación, ocurre otra difracción, determinando nuevamente la cantidad de potencia que el feed recoge y transmite al receptor. Por lo que ya se ha discutido anteriormente, se sabe que la radiación que provenga de diferentes direcciones va a tener distinta magnitud de interferencia constructiva o destructiva. Esto provoca que el patrón de sensibilidad del feed sea necesariamente no uniforme. Por esto, para saber cómo actúa todo el radiotelescopio, es necesario tener en consideración ambos patrones, el de la alimentación y el del disco. El patrón de potencia o radiación del feed determina el patrón de iluminación del disco.

En general se querría que la iluminación fuera lo más parecida a uniforme hasta el borde del disco, para tener la máxima respuesta a la radiación de una fuente. El problema aparece cuando no se quiere que se introduzca radiación contaminante de por fuera del disco, y para lograrlo, el *beam* (patrón de sensibilidad) del *feed* debería volverse nulo en el borde. Esto no es físicamente posible. En la práctica se hace un compromiso entre cuánta contaminación de fondo se está dispuesto a detectar y el mayor área recolectora del disco que se pueda usar.

La forma del patrón de iluminación del reflector, afecta la resolución angular del telescopio, el nivel de sensibilidad de los lóbulos secundarios y el área efectiva del telescopio. No hay un patrón que optimice todos en simultáneo.

Cuando la razón entre la sensibilidad en el centro del reflector versus la del borde es de 10 decibelios (dB), siendo esto lo óptimo (donde la potencia por unidad de área transmitida por el centro del reflector es 10 veces mayor que la del borde), la resolución del telescopio está dada por:

$$\theta_{FWHM} = 1.15 \frac{\lambda}{D} \quad (24)$$

donde el nivel del primer lóbulo secundario es aproximadamente 0.4% del pico, y el área colectora máxima del telescopio es aproximadamente 82% del área física del reflector.

3.1.2 Receptores heterodinos

El propósito del receptor de un radiotelescopio es el de definir el rango de frecuencias, o la banda de paso a lo largo de la cual la potencia recibida se va a recolectar, y producir una señal proporcional a esta, siendo esta señal proporcional la que va a grabarse. Los componentes que forman un receptor se dividen en dos secciones, una siendo el *front-end* y la otra el *back-end*. El medio por el cual viajan las señales de una de las secciones a la otra es por medio de las *líneas de transmisión*. Estas secciones se ilustran en la Figura 12.

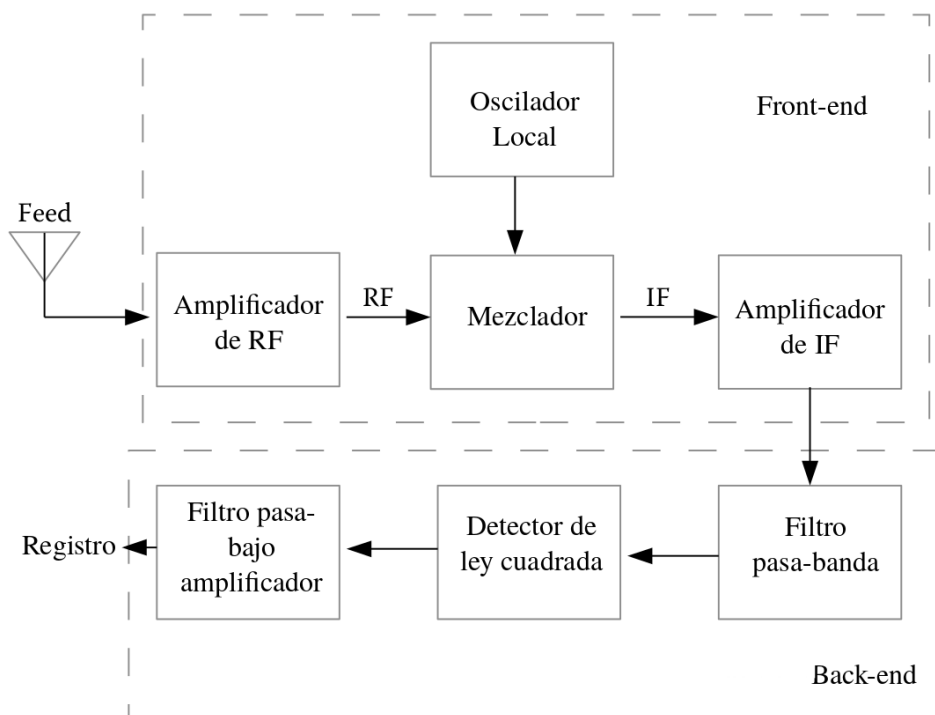


Figura 12: Diagrama esquemático del receptor de un radiotelescopio. Imagen tomada de Marr et al. (2016).

Las líneas de transmisión pueden ser *guías de onda* o *cables coaxiales*. En ellas los campos eléctricos y magnéticos oscilan de forma sinusoidal al igual que lo hacían en el espacio libre. Además conservan la información espectral de las ondas que viajan en modos de propagación. En general las guías de onda funcionan en un solo modo de propagación, lo que significa que solo viaja una de las polarizaciones. Así, con una sola línea de transmisión se transmite solo la mitad de la potencia de una fuente no polarizada.

El ancho de la abertura de la guía de onda debe ser comparable a la longitud de onda de la señal, por lo que a frecuencias bajas, las guías de ondas se vuelven muy voluminosas para cualquier diseño, además de ser rígidas en estructuras. Debido a ello, en general el camino desde el front-end hasta el back-end se lleva a cabo con cables coaxiales. El

problema que tienen estos son las pérdidas, que son mayores a las de las guías de onda. Por ello en general se usan luego de la amplificación de la señal en el front-end, donde las pérdidas son menos importantes.

Componentes del front-end

Lo primero que se hace en el front-end es aumentar la amplitud de las señales, por lo que el primer elemento del receptor suele ser un *amplificador*. Idealmente un amplificador solo incrementa la amplitud de la onda EM, pero también introduce algo de ruido no deseado. A los amplificadores se los caracteriza por su *ganancia en potencia* G definida por:

$$G \equiv \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (25)$$

siendo P_{out} la potencia a la salida del amplificador y P_{in} la potencia a la entrada.

La ganancia se define en términos de la potencia, y la potencia de una onda EM es proporcional al cuadrado del campo eléctrico. Se la puede expresar en decibeles (dB):

$$G[dB] = 10\log_{10}G \quad (26)$$

simplificando de esta manera el expresar la ganancia total de varios elementos, o amplificadores, en dicho caso las ganancias en decibeles se suman. En el caso en que la unidad sea adimensional, ie se utilice G y no $G[dB]$, se multiplican.

Luego de la amplificación se suele convertir la señal a una de otra frecuencia, más baja en general. Esto se debe a que las frecuencias altas sufren mayores pérdidas en las líneas de transmisión, y los componentes para estas son más difíciles y costosos de construir. Si se necesita más amplificación se suele hacer a otra frecuencia para mejorar la estabilidad del sistema. La conversión se realiza con un instrumento que se llama *mezclador*, donde otra señal, de frecuencia un poco distinta, creada por el oscilador local (LO) se mezcla con la señal de entrada para cambiar la frecuencia. El nombre heterodino se debe a esto, que combina dos señales distintas para lograr un cambio en frecuencia.

La señal recibida en radiofrecuencia (RF) entra al receptor. La salida del mezclador es una banda de frecuencias más bajas, cuya frecuencia central se conoce como frecuencia intermedia (IF). El mezclador combina la la señal RF y la del LO, produciendo la señal IF que posee la misma información que la RF, pero a distinta frecuencia.

Siguiendo la Figura 13, se muestra que el LO produce una señal sinusoidal de una sola frecuencia que es ajustable. Típicamente, cada vez que la forma de onda del LO cambia de signo, el mezclador actúa como un interruptor abriéndose y cerrándose en respuesta a la forma de la señal del LO. Esto determina que la señal RF pase o no. Cuando la frecuencia del LO y la RF son muy similares, la salida es muy ruidosa, como se muestra en la tercer fila de la Figura 13. Entonces antes de salir del mezclador la señal pasa por un filtro pasa

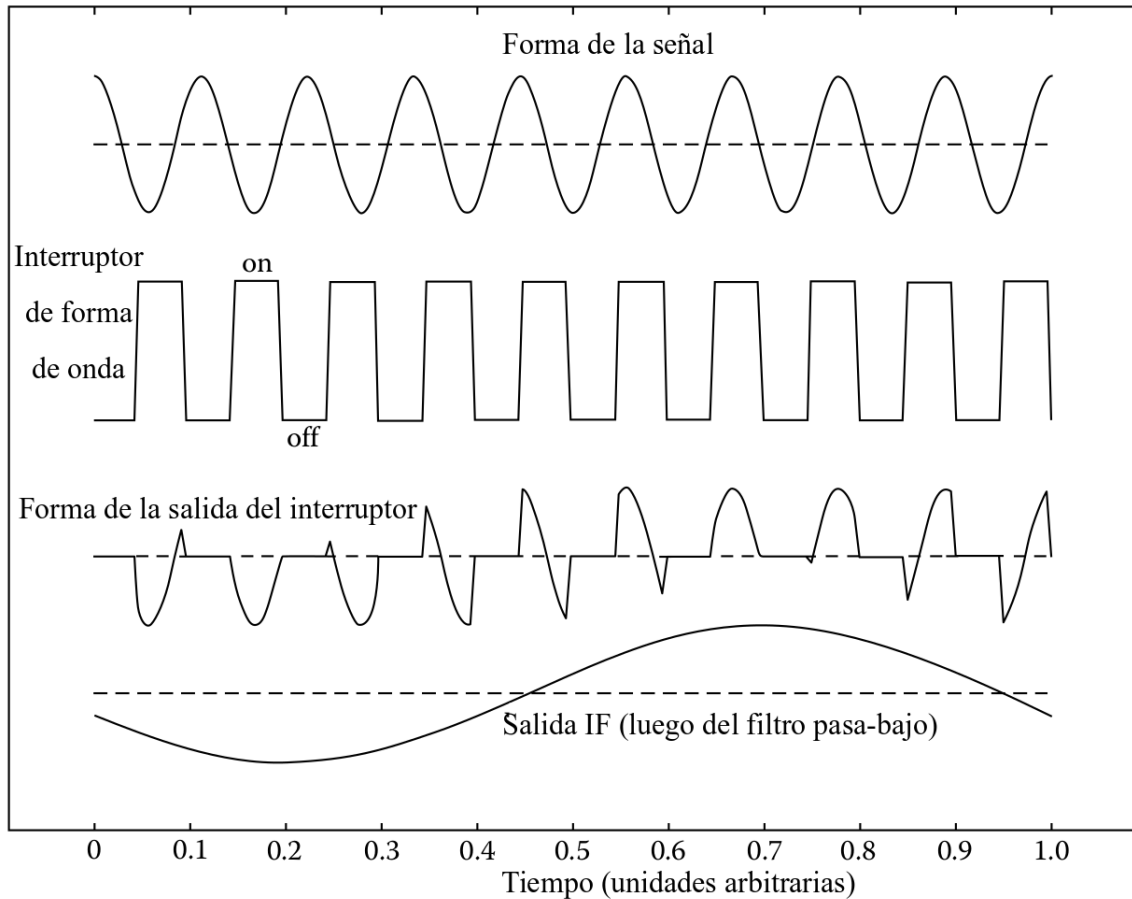


Figura 13: Modelo de un mezclador como un interruptor ideal. Primero se muestra la señal de RF, luego el interruptor que sigue la frecuencia del LO. Una vez mezclado se obtiene la señal del tercer panel, y por último cuando esta pasa por el filtro pasa bajo, toma la forma del último panel. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

bajo que elimina las señales de alta frecuencia.

Las señales IF de baja frecuencia que salen del mezclador, tienen una frecuencia igual a la diferencia entre la RF y la del LO. La IF siempre es la diferencia entre las dos señales, sin importar cuál es mayor. El interruptor nunca es ideal, pero se obtiene el mismo resultado.

Componentes del back-end

La salida del front-end sigue siendo una onda EM, solamente que amplificada y trasladada a una frecuencia menor. Estas señales pueden cuantificarse midiendo su cantidad de potencia. Es necesario definir precisamente el rango de frecuencias que se van a detectar, lo que se logra con el filtro pasa-banda, que es el primer elemento del back-end que se muestra en la Figura 12. El filtrado es importante porque filtra señales indeseadas que pueden estar presentes, y también porque lo que se va a medir es una densidad de flujo, para lo cual se necesita conocer con exactitud el rango de frecuencias que se incluye.

La detección se lleva a cabo mediante un *detector de ley cuadrática*, tratándose este

de un diodo de cristal o semiconductor. Al llegar la señal este detector produce una corriente proporcional al cuadrado del campo eléctrico de la onda entrante, y por lo tanto proporcional a la potencia de esta. La corriente pasa por una resistencia y se produce un voltaje dado por la ley de Ohm, que es proporcional a la potencia a detectar:

$$\begin{aligned} V &\propto E^2 \propto E_0^2 \cos^2(\omega t) \\ &\propto E_0^2 \frac{1}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \text{ (usando identidad trigonométrica)} \end{aligned} \quad (27)$$

La salida del detector es enviada al filtro pasa-bajo, que quita las variaciones de alta frecuencia (2ω) manteniendo la señal continua, que sera el término constante en la última expresión de la Ecuación 27. La salida del detector puede escribirse como:

$$V = \alpha P \quad (28)$$

siendo P la potencia de entrada, y la constante de conversión de potencia a voltaje α , la sensibilidad del detector. Suele haber una potencia mínima para que los detectores funcionen, que es típicamente del orden de 10^{-6}W . La potencia de las fuentes astronómicas es mucho menor que este valor, lo que justifica el uso de amplificadores antes del detector. Se suele hacer una amplificación de 90 dB antes del detector, para el cual una sensibilidad típica es del orden de 100 V W^{-1} . Para una entrada típica, el voltaje de salida típico es 0.1 mV. Luego de este, se suele usar un amplificador de corriente continua para poder digitalizar la señal con un conversor A/D (analógico-digital), para así ser grabada en una computadora.

3.2 Parámetros de Antena

En general, la mayoría de los sistemas de antenas se analizan utilizando modelos numéricos como GRASP (Wilson et al., 2013) o FEKO (Mozdzen et al., 2019), softwares utilizados para el diseño de antenas y que se encargan de calcular los campos EM para antenas reales. Sin embargo, una descripción simple de las propiedades de las antenas, se da a continuación.

3.2.1 Patrón de potencia

En general lo que se mide es el patrón de potencia normalizada y no el patrón de potencia, que sería la potencia recibida por la antena en un ancho de banda $\Delta\nu$ para un elemento $\Delta\Omega$. Se la define como

$$P_n(\theta, \varphi) = \frac{1}{P_{max}} P(\theta, \varphi) \quad (29)$$

Ya hemos mencionado previamente el patrón de potencia, pero no cómo se lo mide. La respuesta nos la da el teorema de reciprocidad. Este dice que se puede estudiar el patrón

de recepción de una antena, estudiando el patrón de emisión de la misma, siendo estos iguales. Usando este teorema, la fuente se cambia por una fuente en radio de diámetro pequeño y se determinan las densidades de flujo usando bocinas como antenas receptoras. Cabe destacar que la distancia entre la antena A (que queremos medir) y la B (que usamos de fuente), debe ser lo suficientemente grande como para que B se encuentre en la región de campo lejano de A.

Si se considera el espectro total de potencia de una fuente de diámetro pequeño, y esto es emitido hacia una antena isotrópica sin pérdidas, esta última transmitiría P unidades de potencia por ángulo sólido por hertz. Entonces, una potencia $P(\theta, \varphi)$ por unidad de ángulo sólido se emite en la dirección (θ, φ) . Luego, se define la ganancia directiva de la antena como:

$$\begin{aligned} P(\theta, \varphi) &= G(\theta, \varphi)P \\ G(\theta, \varphi) &= \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{\int \int P(\theta, \varphi) d\Omega} \end{aligned} \quad (30)$$

siendo este un patrón de potencia normalizado respecto a la potencia de una antena isotópica sin pérdidas (el factor de la integral dividida por 4π). Antenas ideales no son prácticas para las mediciones, así que en general se obtiene la ganancia directiva respecto a antenas estándares, como lo es un dipolo de media onda.

3.2.2 Ángulo sólido del lóbulo principal

Otra manera de describir el patrón de radiación, es a través del ángulo sólido de la antena. Es una medida de qué tan isotrópica es la antena. Para una antena isotrópica, se cumple que se puede observar con igual sensibilidad todo el cielo, y se define a su ángulo sólido de la siguiente manera:

$$\Omega_A = \int \int_{4\pi} P_n(\theta, \varphi) d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (31)$$

Como se ve, la integral se hace a lo largo de todos los valores posibles de Ω . En general una antena parabólica tiene valores altos de P_n para ciertos valores de (θ, φ) , y no para toda la esfera. Esto varía de acuerdo a la antena en sí. Este rango de valores altos de P_n es al que nos referimos anteriormente como lóbulo principal. El resto de ángulos se llaman lóbulos secundarios. De cualquier manera, el patrón de emisión se optimiza para los fines necesarios. De esta forma, uno puede optimizar lo máximo posible la direccionalidad de una antena, o volverla lo más isotrópica posible.

Definimos el ángulo sólido del lóbulo principal como:

$$\Omega_{MB} = \int \int_{\text{lóbulo principal}} P_n(\theta, \varphi) d\Omega \quad (32)$$

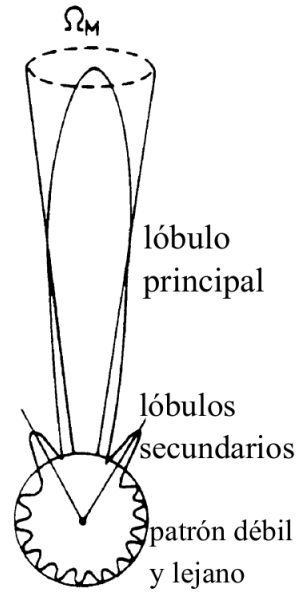


Figura 14: Patrón de potencia polar que muestra el lóbulo principal y los lóbulos secundarios cercanos y lejanos, mostrando cuales lóbulos secundarios tienen mayor contribución frente a aquellos que tienen menos contribución [Wilson et al. \(2013\)](#).

El patrón de radiación mencionado anteriormente, y que se muestra en la Figura 11, tiene su lóbulo principal entre $(-0.2^\circ, 0.2^\circ)$. En esa figura, en el eje horizontal se representaba el ángulo polar. La Figura 14 es otra representación del patrón de radiación, donde ahora los ángulos en vez de representarse en un eje horizontal, se representan en un círculo.

Se han utilizado de ejemplos los patrones de radiación de antenas parabólicas, que son los más fáciles de visibilizar por la analogía con una apertura circular en el óptico. Sin embargo, cada antena tiene su propio patrón de radiación, variando estos incluso entre antenas parabólicas. Cuando se estudia el patrón de radiación de una antena, cualquiera sea su forma, en general se utiliza la descripción de los campos EM y cómo interacción los elementos infinitesimales de la antena para formar todo el patrón de radiación, a partir del teorema de reciprocidad, viendo cada elemento infinitesimal como un emisor de campos EM (se desarrolla esta idea en la subsección 3.3). A medida que la forma de la antena se aleja de las antenas más conocidas (por ejemplo, una parábola o un dipolo), su patrón de radiación deja de ser intuitivo, aquí volviéndose aún más clara la necesidad de obtenerlo a partir de mediciones o ya sea de simulaciones.

Qué tan direccionable es la antena depende de la cantidad de patrón de potencia concentrado en el lóbulo principal. Una medida de esto es la eficiencia del lóbulo:

$$\eta_B = \frac{\Omega_{MB}}{\Omega_A} \quad (33)$$

Si se sustituye la expresión 31 en la Ecuación 30, nos da la máxima ganancia directiva, o *directividad* \mathcal{D}

$$\mathcal{D} = G_{max} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (34)$$

3.2.3 Apertura efectiva

Como se mencionó anteriormente, la apertura efectiva es menor a la apertura geométrica, y a partir de la Ecuación 9 se tiene cómo se relaciona con la potencia. Se denomina *apertura efectiva* a la fracción de potencia que la antena intercepta (P_e) de un plano de onda con densidad de potencia $|\langle \vec{S} \rangle|$:

$$A_e = \frac{P_e}{|\langle \vec{S} \rangle|} \quad (35)$$

Cuando se compara esta apertura con la geométrica, se obtiene la eficiencia de apertura:

$$A_e = \eta_A A_g \quad (36)$$

Para ciertas antenas como el dipolo de Hertz, no hay una apertura geométrica definida; en esos casos no hay una expresión simple para la eficiencia de apertura.

Si se usa el valor máximo de la A_e , se obtiene una relación con la dirección de máxima ganancia

$$\mathcal{D} = G_{max} = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (37)$$

que combinada con la Ecuación 34 da la siguiente relación fundamental:

$$A_e \cdot \Omega_A = \lambda^2 \quad (38)$$

que expresa proporcionalidad inversa entre la apertura efectiva y el ángulo sólido de la antena para una longitud de onda dada. Es decir, que cuando se tenga que Ω_A sea máximo, A_e , y por lo tanto la sensibilidad, es mínima. De modo que, a medida que el área colectora aumenta para aumentar la sensibilidad, la relación fundamental indica que el campo de visión disminuye necesariamente. En la práctica se juega con esta relación para elegir las características del reflector.

3.2.4 Temperatura de antena

Para introducir este concepto, ha de pensarse en lo siguiente: si se considera que la antena está apuntando a una fuente con distribución de brillo dada por B_ν en el cielo, entonces en los terminales de la antena, la potencia total por unidad de ancho de banda está dada por la siguiente relación:

$$\mathcal{P}_\nu = \frac{1}{2} A_e \int \int B_\nu(\theta, \varphi) P_n(\theta, \varphi) d\Omega \quad (39)$$

Al estar trabajando en radiofrecuencias, puede utilizarse el límite de Rayleigh-Jeans, y por lo tanto se puede cambiar la distribución de brillo por una temperatura de brillo equivalente. Entonces, se introduce una *temperatura de antena* equivalente:

$$\mathcal{P}_\nu = kT_A \quad (40)$$

Esta definición, relaciona la temperatura de antena, con la temperatura de una resistencia que produce la misma potencia. k es la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ W Hz}^{-1} \text{ K}^{-1}$). Esta idea se representa en la Figura 15.

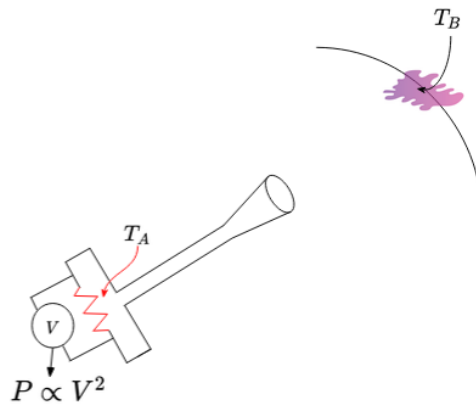


Figura 15: Diagrama que representa la idea detrás de la temperatura de antena. La antena en sí, está observando la fuente con una temperatura de brillo T_B . En la resistencia, se produce un voltaje V que se mide y la potencia medida es proporcional al cuadrado de este. La temperatura de la resistencia que se utiliza, es la temperatura de antena.

Recordando la Ecuación 22, donde se vincula S_ν con T_B , O'Neil (2002) plantea que lo ya comentado, que T_B y T_A son equivalentes, entonces podemos reescribir la Ecuación 22 como:

$$S_\nu = \frac{2k}{\lambda^2} T_A \Omega_A \quad (41)$$

Luego, podemos reemplazar Ω_A/λ^2 por A_e gracias a la Ecuación 38. Lo siguiente, es despejar T_A

$$\begin{aligned} S_\nu &= \frac{2k}{A_e} T_A \\ T_A &= \frac{S_\nu A_e}{2k} \end{aligned} \quad (42)$$

Por último, reemplazando esta expresión en la Ecuación 40 nos queda la siguiente expresión:

$$\mathcal{P}_\nu = \frac{1}{2} A_e S_\nu \quad (43)$$

esta expresa la relación de la potencia total por unidad de ancho de banda con la densidad

de flujo espectral y la apertura efectiva de la antena.

Si se consideramos la potencia, se obtiene además la relación entre potencia, temperatura de antena y el ancho de banda para el cual se está considerando la radiación:

$$P = kT_A \Delta\nu \quad (44)$$

Si se introduce en la Ecuación 40 la relación dada por la Ecuación 38, cambiando A_e por la expresión que quedaría de despejarla en la Ecuación 38, se puede introducir Ω_A y se obtiene:

$$T_A(\theta_0, \varphi_0) = \frac{\int T_b(\theta, \varphi) P_n(\theta - \theta_0, \varphi - \varphi_0) \sin\theta d\theta d\varphi}{\int P_n(\theta, \varphi) d\Omega} \quad (45)$$

Se evidencia que esta última ecuación es una convolución entre la temperatura de brillo con el patrón de potencia del telescopio. $T_b(\theta, \varphi)$ se corresponde a la temperatura termodinámica de un material radiativo en el límite de Rayleigh-Jeans. En la práctica se busca hacer una deconvolución aproximada para obtener T_b .

3.3 Dipolos

Dado el teorema de reciprocidad, se estudia el patrón de recepción de una antena, a partir de su patrón de emisión. Para obtenerlo, ha de estudiarse los campos eléctricos y magnéticos que una antena emite, y por lo tanto, se reduce a resolver las ecuaciones de Maxwell teniendo en cuenta el Gauge de Lorentz y la función de Green para la ecuación de onda. En general, uno puede pensar que cualquier antena lineal está conformada de un número grande de pequeños conductores conectados en serie. Debido a esto, es de interés estudiar primero las propiedades de estos pequeños conductores, para luego analizar todo un conjunto. Si además se considera que los pequeños conductores tienen un ancho infinitesimal, el análisis se puede hacer en función del dipolo de Hertz. Es de importancia central para el desarrollo de este trabajo especial, entender cómo es el campo de un dipolo debido a, como se mencionó anteriormente, que la antena a utilizar es un dipolo de media onda.

3.3.1 Ecuaciones de los campos

Antes de recordar las ecuaciones de Maxwell, se mencionan las relaciones constitutivas entre los campos \vec{J} (densidad de corriente), \vec{B} (campo magnético), \vec{E} (campo eléctrico) y \vec{D} (desplazamiento eléctrico):

$$\begin{aligned} \vec{J} &= \sigma \vec{E} \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \end{aligned} \quad (46)$$

donde tenemos que σ es la conductividad eléctrica, ε es la permitividad eléctrica y μ

es la permeabilidad magnética.

Se tiene que las ecuaciones de Maxwell son:

$$\begin{aligned}
 \nabla \cdot \vec{D} &= 4\pi\rho \\
 \nabla \cdot \vec{B} &= 0 \\
 \nabla \times \vec{E} &= -\frac{1}{c}\dot{\vec{B}} \\
 \nabla \times \vec{H} &= \frac{4\pi}{c}\vec{J} + \frac{1}{c}\dot{\vec{D}}
 \end{aligned} \tag{47}$$

Considerando los potenciales escalar Φ y vectorial \vec{A} se pueden obtener los campos \vec{E} y \vec{B} , los primeros pudiendo ser determinados para corrientes y densidades de carga \vec{J} y ρ determinadas. La relación que guardan con los campos \vec{E} y \vec{B} :

$$\begin{aligned}
 \vec{B} &= \nabla \times \vec{A} \\
 \vec{E} &= -\nabla\Phi - \frac{1}{c}\dot{\vec{A}}
 \end{aligned} \tag{48}$$

Estas ecuaciones no determinan completamente los potenciales. De hecho se le puede sumar un vector arbitrario a \vec{A} sin cambiar el \vec{B} original, si este término que se agrega tiene rotor nulo. Esta última condición se traduce en que el vector a sumar sea el gradiente de una función escalar

$$\hat{\vec{A}} = \vec{A} + \nabla\Lambda \tag{49}$$

y se tiene que por la Ecuación 48 el campo \vec{E} va a sufrir un cambio a menos que Φ cumpla la siguiente relación:

$$\hat{\Phi} = \Phi - \frac{1}{c}\dot{\Lambda} \tag{50}$$

Ahora, una elección simple para Λ es el *Gauge de Lorentz*:

$$\nabla \cdot \vec{A} + \frac{1}{c}\dot{\Phi} = 0 \tag{51}$$

y resulta que requiere que la función de gauge Λ al satisfacer las Ecuaciones 49, 50 y 51, satisfaga además:

$$\nabla^2\Lambda - \frac{1}{c^2}\ddot{\Lambda} = 0 \tag{52}$$

por lo que los potenciales cumplen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \nabla^2\vec{A} + \frac{1}{c^2}\ddot{\vec{A}} &= -\frac{4\pi}{c}\vec{J} \\
 \nabla^2\Phi - \frac{1}{c^2}\ddot{\Phi} &= -4\pi\rho
 \end{aligned} \tag{53}$$

entonces las Ecuaciones 51 y 53 son equivalentes a las ecuaciones de Maxwell con las Ecuaciones constitutivas 46. Las últimas cuatro ecuaciones (Ec. 53), están desacopladas y son ecuaciones de onda inhomogéneas igualadas a una distribución. Para encontrar una solución se aplica el método de la función de Green para el caso de una fuente puntual que emite isotrópicamente. Entonces cualquier solución de las ecuaciones de Maxwell toma la siguiente forma:

$$\vec{A}(\vec{x}, t) = \frac{\mu}{c} \iiint \frac{\vec{J}(\vec{x}', t - \frac{|\vec{x} - \vec{x}'|}{v})}{|\vec{x} - \vec{x}'|} d^3x' \quad (54)$$

$$\Phi(\vec{x}, t) = \frac{1}{\varepsilon} \iiint \frac{\rho(\vec{x}', t - \frac{|\vec{x} - \vec{x}'|}{v})}{|\vec{x} - \vec{x}'|} d^3x' \quad (55)$$

Para determinar los potenciales EM se deben conocer las distribuciones \vec{J} y ρ en todo el volumen, por lo que es un problema acoplado y requiere un campo autoconsistente.

No se pierde generalidad al considerarse un sistema de cargas y corrientes oscilatorias para campos radiativos:

$$\begin{aligned} \rho(\vec{x}, t) &= \rho(\vec{x})e^{-i\omega t} & \rho(\vec{x}) &\in \mathbb{C} \\ \vec{J}(\vec{x}, t) &= \vec{J}(\vec{x})e^{-i\omega t} & \vec{J}(\vec{x}) &\in \mathbb{C} \end{aligned} \quad (56)$$

De acuerdo a la ecuación 54, se puede escribir al potencial vector generado por estas corrientes como:

$$\begin{aligned} \vec{A}(\vec{x}, t) &= \vec{A}(\vec{x})e^{-i\omega t} \\ \vec{A}(\vec{x}) &= \frac{1}{c} \iiint_V \vec{J}(\vec{x}') \frac{e^{ik|\vec{x} - \vec{x}'|}}{|\vec{x} - \vec{x}'|} d^3x' \end{aligned} \quad (57)$$

con $k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ y V es el volumen donde está la corriente \vec{J} . Las soluciones analíticas se simplifican si se asume que las corrientes están confinadas en una región finita, como la propia antena, y se propone una distribución para \vec{J} .

3.3.2 El Dipolo de Hertz

Nos encontramos ahora frente al ejemplo de antena simple de preferencia, el dipolo de Hertz. Para antenas como esta, el campo eléctrico de la onda de radio induce una pequeña corriente eléctrica en el dipolo, y la pequeña diferencia de potencial entre los dos brazos pasa directamente a la línea de transmisión sin necesidad de una bocina de alimentación. En este caso, se considera que el volumen sobre el cuál se hacen las integrales es el de un dipolo infinitesimal de largo Δl y sección transversal q .

Si una corriente I circula a lo largo del dipolo, se tendrá que la densidad de corriente es $J = I/q$ en el dipolo y $\vec{J} = 0$ fuera de este, entonces solo se integra sobre el volumen del

dipolo. Si se considera un sistema de coordenadas rectangulares (x, y, z) que esté orientado tal que z esté en la dirección de la longitud del dipolo, los límites a considerar en la integración son desde $z = -\Delta l/2$ a $z = \Delta l/2$. Resulta que solo existe una componente de corriente no nula en la dirección z , ie, $J_x = J_y = 0$. Las corrientes y cargas que se analizan son de origen oscilatorio, por lo tanto para J_z :

$$J_z = \frac{I}{q} e^{-i\omega t} \quad (58)$$

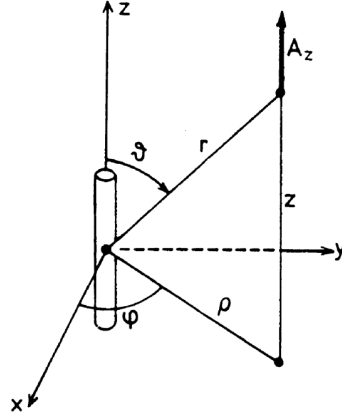


Figura 16: Disposición del sistema de coordenadas para el análisis del dipolo de Hertz [Wilson et al. \(2013\)](#).

Entonces de acuerdo a la ecuación 57, solo queda una componente del potencial vector:

$$A_z = \frac{1}{c} \int_{-\Delta l/2}^{\Delta l/2} \frac{I}{q} \cdot \frac{q}{r} \cdot e^{-i\omega(t-\frac{r}{c})} dl \quad (59)$$

$$A_z = \frac{1}{c} \frac{I\Delta l}{r} \cdot e^{-i(\omega t - kr)} \quad (60)$$

Se tiene que A_z es constante en coordenadas esféricas concéntricas. Si consideramos que $\mu = \varepsilon = 1$, entonces para el campo magnético:

$$H_\varphi = -i \frac{I\Delta l \sin\theta}{2\lambda r} \left[1 - \frac{1}{ikr} \right] e^{-i(\omega t - kr)} \quad (61)$$

y las otras componentes son nulas, porque dichas componentes del potencial vector lo son.

Para el campo eléctrico, se utiliza la ecuación de Maxwell 47 que vincula \vec{H} con \vec{D} y \vec{J} . De esta forma teniendo en cuenta que fuera de la región ocupada por el dipolo $\sigma = 0$ y $\vec{J} = 0$, para una onda armónica queda:

$$\begin{aligned} \dot{\vec{D}} &= -i\omega \vec{D} \\ \vec{E} &= \frac{ic}{\omega} (\nabla \times \vec{H}) \end{aligned} \quad (62)$$

y finalmente se obtiene para el campo eléctrico:

$$E_{\theta} = -i \frac{I \Delta l \sin \theta}{2\lambda r} \left[1 - \frac{1}{ikr} + \frac{1}{(ikr)^2} \right] e^{-i(\omega t - kr)} \quad (63)$$

$$E_r = -i \frac{I \Delta l 2 \cos \theta}{2\lambda r} \left[\frac{1}{ikr} - \frac{1}{(ikr)^2} \right] e^{-i(\omega t - kr)} \quad (64)$$

$E_{\phi} \equiv 0$ porque $H_r \equiv 0$ y $H_{\theta} \equiv 0$. Y se tiene por lo tanto que el producto punto entre \vec{E} y \vec{H} es nulo, por lo que para ondas planas de un dipolo radiante, \vec{E} y \vec{H} son perpendiculares en todas partes. Cada uno de estos tienen potencias distintas de r . Debido a esto, el campo cercano y el lejano son distintos. Nuestro interés se centra en el campo lejano, por lo que los términos de potencias negativas mayores a uno (r^{-2}, r^{-3}, \dots), se descartan. De esta manera, para el campo lejano, queda una sola componente del campo eléctrico, E_{θ} :

$$H_{\phi} = -i \frac{I \Delta l \sin \theta}{2\lambda r} e^{-i(\omega t - kr)} \quad (65)$$

$$E_{\theta} = -i \frac{I \Delta l \sin \theta}{2\lambda r} e^{-i(\omega t - kr)} \quad (66)$$

Se quiere obtener la potencia, para analizar cómo es el patrón de potencia. Para ello primero se obtiene el módulo del vector de Poynting promediado en el tiempo.

$$|\langle \vec{S} \rangle| = \frac{c}{4\pi} \left(\frac{I \Delta l}{2\lambda} \right)^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \quad (67)$$

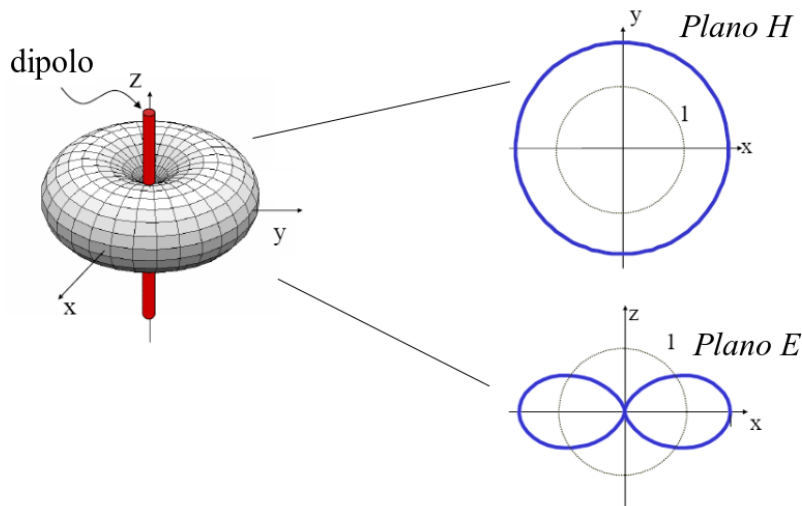


Figura 17: Patrón de intensidades.

Puede verse que es un patrón de intensidad de potencia de variación sinusoidal, disminuyendo con la distancia al cuadrado. En la Figura 17 se muestra que la forma típica con la que se describe el patrón es una superficie con forma de dona. Sobre esta superficie, se

tiene la misma intensidad para los campos. En el plano XY la superficie de equi-intensidad es un círculo, y en el plano ZX se forman dos lóbulos en el eje horizontal. Esto significa que para cualquier valor de (x, y, z) sobre esta superficie, se mide el mismo valor de intensidad, lo que se traduce en que con este patrón, no se pueda determinar concretamente de qué punto proviene la radiación, por lo que no es apropiado para determinar direcciones.

Para obtener la potencia total irradiada, se integra el vector de Poynting en φ y θ :

$$P = \frac{2c}{3} \left(\frac{I\Delta l}{2\lambda} \right)^2 \quad (68)$$

El cálculo de los parámetros de antena, como el área efectiva, o el FWHM del patrón de potencia, son bastante distintos para este tipo de antenas que para antenas parabólicas. Como se fue mostrando en todo este desarrollo, para obtener la potencia para este caso, se aplica un desarrollo de electromagnetismo, distinto al mencionado anteriormente para antenas parabólicas, que es más bien desde el punto de vista óptico. En este último la obtención de estas cantidades es más intuitiva.

Incluso antenas tan simples como los dipolos pueden tener distintas configuraciones, para las cuales los parámetros varían. La más común es el dipolo de media onda. Este nombre indica la longitud del dipolo, teniendo una extensión total de $\lambda/2$ (cada brazo tiene una longitud de $\lambda/4$). Como ya se mencionó anteriormente, el patrón tiene forma de dona, y tiene máxima sensibilidad en las direcciones perpendiculares al eje de dipolo, y sensibilidad nula en las direcciones a lo largo del eje del dipolo. Esto va a determinar en qué dirección se lo posiciona. Para este dipolo, el ancho de su patrón, su FWHM es de 78° . Esto se ilustra en la Figura 18.

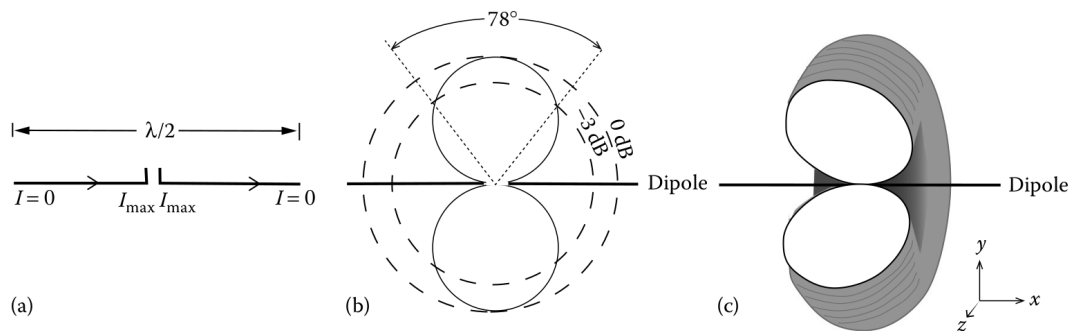


Figura 18: a) Dipolo de media onda, mostrando las corrientes que fluyen a lo largo de sus brazos. Estas tienen que ser nulas en sus extremos y máximas en el centro, donde se conecta la línea de transmisión. b) Vista transversal del patrón de radiación, análogo al plano XZ de la Figura 17, acá indicando el FWHM para el dipolo de media onda. Está normalizado, por ello en su máximo el valor que toma es 0 dB (o 1). El FWHM se lo define donde el patrón cruza la línea de -3 dB. c) Diagrama de dona del patrón de radiación. Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

4 El Experimento: marco-teórico

Como se dijo inicialmente, la motivación de este trabajo final fue la de realizar las primeras mediciones de radiofrecuencias del Sol, desde el Observatorio Astronómico de Córdoba, con un instrumento propio. El fin de esto es obtener una medición del Sol, utilizándolo a su vez como fuente de calibración por ser una fuente conocida y muy estudiada.

El objetivo de este capítulo, es dar los antecedentes que se tuvieron en cuenta para el desarrollo del experimento. Antes de esta descripción, cabe volver a mencionar el instrumento a utilizar: un dipolo de media onda para una frecuencia centrada en 610 MHz, con un reflector semi-parabólico, a fin de poder observar el Sol en dicha frecuencia.

4.1 Fuente a observar: el Sol

Como se mostró en la Figura 7, existe una gran variedad de fuentes originadas por distintos tipos de procesos de emisión en radio. Entre las fuentes dentro del Sistema Solar, se encuentra el Sol. El Sol como fuente, tiene distintos tipos de emisión, por ejemplo podemos ver en la Figura 19, que hay dos contribuciones distintas para lo que se conoce el Sol Activo y el Sol Quieto. Además, se puede notar que el Sol es la fuente que tiene mayor densidad de flujo, casi en todas las frecuencias, de todas las fuentes que se muestran en dicho gráfico. Cabe notar, que en dicho gráfico, las fuentes que tienen pendiente creciente son fuentes con emisión de origen térmico, y las que tienen pendiente negativa, son de origen no térmico. El Sol tiene emisiones por encima de los 10^3 Jy a partir de los 100 MHz aproximadamente, llegando hasta más de 10^7 Jy para frecuencias mayores de 10 GHz.

Dado que se va a utilizar al Sol como fuente para poder realizar la calibración, es importante conocer el proceso de emisión de este y de esta forma saber qué esperar al observarlo.

4.1.1 Tipos de emisión de acuerdo a variación temporal

El Sol tiene distintos tipos de emisión, que se clasifican en componentes que a su vez tienen diferentes escalas temporales. La clasificación, se hace de acuerdo a la razón de amplitudes entre la perturbación y el nivel base de emisión. Se observan los máximos valores para la razón entre perturbación y el nivel base en los extremos de la curva de Planck, correspondiéndose al rango de radio y de rayos X.

Se dividen principalmente en:

- Componente básica del Sol Quieto
- Componente de variación lenta
- Distintos tipos de emisión de *burst*

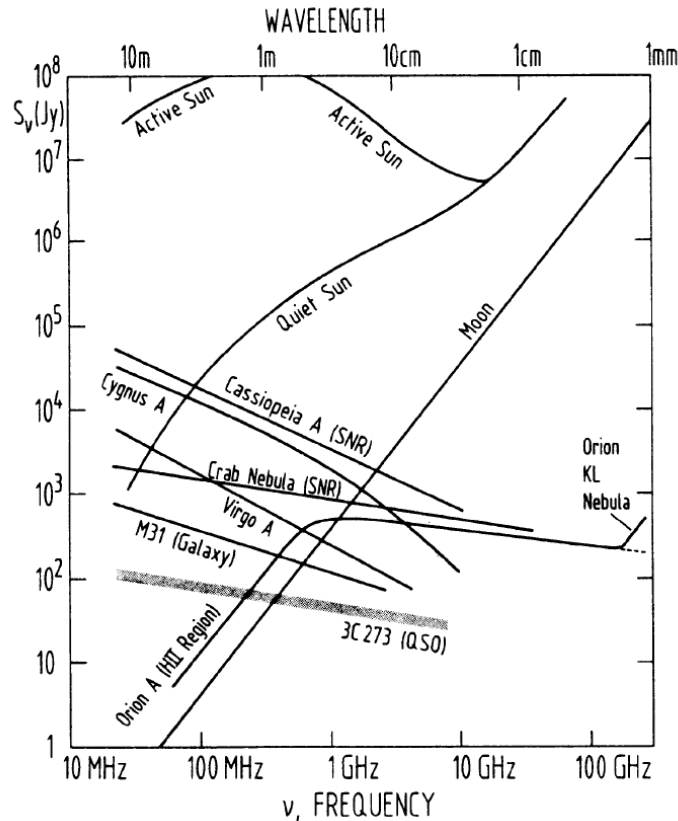


Figura 19: Distribuciones espectrales de energía de varias fuentes en radio. Las fuentes que tienen pendiente negativa, son por procesos no térmicos, y las con pendiente positiva son por procesos térmicos [Wilson et al. \(2013\)](#).

Como se mencionó, las intensidades de emisión del Sol son altas respecto a las otras fuentes, por lo que usualmente se miden en otro tipo de unidad. Si se recuerda que un Jansky es $10^{-26} \text{ Wm}^{-2}\text{Hz}^{-1}$, se define la unidad de flujo solar o *Solar Flux Unit* como $1 \text{ SFU} = 10^4 \text{ Jy} = 10^{-22} \text{ Wm}^{-2}\text{Hz}^{-1}$, y las intensidades del Sol se expresan en esta unidad.

Se puede ver en la Tabla 1 que el Sol Quietos es una emisión estable, que se produce en todo el espectro y se atribuye al disco solar. Luego, dependiendo del fenómeno de emisión, la escala temporal de este, a qué región del espectro se asocia, dónde se origina, y a qué característica óptica está asociado.

En la Figura 20 se tiene la variación en frecuencia de cada tipo de fenómeno, mostrando el espectro en frecuencia de las emisiones del Sol. Se ve que la radiación del Sol Quietos (*Quiet Sun* en la figura) se corresponde a la línea continua inferior. Esta línea hace referencia a la radiación del Sol en un mínimo de actividad solar, y por lo contrario, la línea superior sólida (*Active Sun* o Sol Activo), hace referencia a la emisión del Sol en un máximo de actividad solar. El eje horizontal muestra la longitud de onda en escala logarítmica, y ya que nuestra frecuencia de interés es 610 Mhz, que se equivalen a $49.15 \sim 50 \text{ cm}$ aproximadamente, la radiación que esperamos observar está en la parte del espectro que varía de acuerdo al momento del ciclo de actividad solar.

Ahora, se define como **Sol Quietos** a la radiación del Sol eliminando la influencia de

Fenómeno	Escala temporal	Lugar de origen	Rango de λ	Característica asociada en óptico
Sol Quieto	Estable	Todo el Sol	Todo el espectro	Disco solar
Componente básica	11 años	Todo el Sol	$S_{\nu,max}$ en dm	Disco solar
Componente de variación lenta (S-component)	meses-días	Regiones Activas (A.R.) ('playas solares')	mm,cm,dm	Manchas y playas
Tormentas de ruido	días-horas	áreas limitadas dentro de A.R.	dm,m,Dm	Grupos grandes de manchas
Distintos tipos de burst	minutos-segundos	áreas limitadas dentro de A.R.	Todo el rango de radio	Flares (frecuentemente)

Tabla 1: Clasificación de las emisiones en radio, tabla reproducida de [Krüger \(1984\)](#).

regiones activas, cuando además hay un mínimo de manchas solares, ausencia de bursts o tormentas de ruidos. Cuando se dan estas condiciones, llamamos al fenómeno de la emisión como Sol quieto. Aunque se reúnan estas condiciones en simultáneo, la corona solar tiene cambios sistemáticos durante el ciclo solar. Por ello, estas variaciones que se provocan en la corona, se llaman la componente básica del Sol. Entonces, el Sol Quieto es un mínimo ideal de la componente básica de radiación del Sol.

4.1.2 Interpretación del espectro

En primera aproximación, se puede pensar que la emisión del Sol es la correspondiente a la radiación de una estrella ideal, y la radiación se produce en las capas atmosféricas que están en Equilibrio Termodinámico Local (LTE).

De acuerdo a esta interpretación, se identifican distintas capas de emisión, y la emisión se corresponde a una cierta capa de acuerdo a la altura sobre la fotosfera, que depende a su vez de la longitud de onda que se esté considerando. Para analizar qué capa sobre la fotosfera se corresponde a una dada frecuencia, cabe mencionar las distintas capas:

- **Núcleo:** es donde se genera la energía por medio de la fusión nuclear. Llega a temperaturas de 15 MK.
- **Zona radiativa:** más allá del núcleo, la energía se transporta por interacción entre la radiación saliente y los átomos presentes en esta capa. Los fotones que se producen en el núcleo son de rayos X y gamma. Esta zona se extiende hasta ($\sim 0.7R_{\odot}$).
- **Zona de convección:** fuera de la zona radiativa ($r > 0.7R_{\odot}$), los fotones pierden energía y alcanzan frecuencias ópticas. Se transfiere la energía hasta la superficie por convección.
- **Fotosfera:** es una fina capa de aproximadamente 400 km de espesor, que está en lo alto de la zona de convección. Es la capa de transición entre el interior y la atmósfera

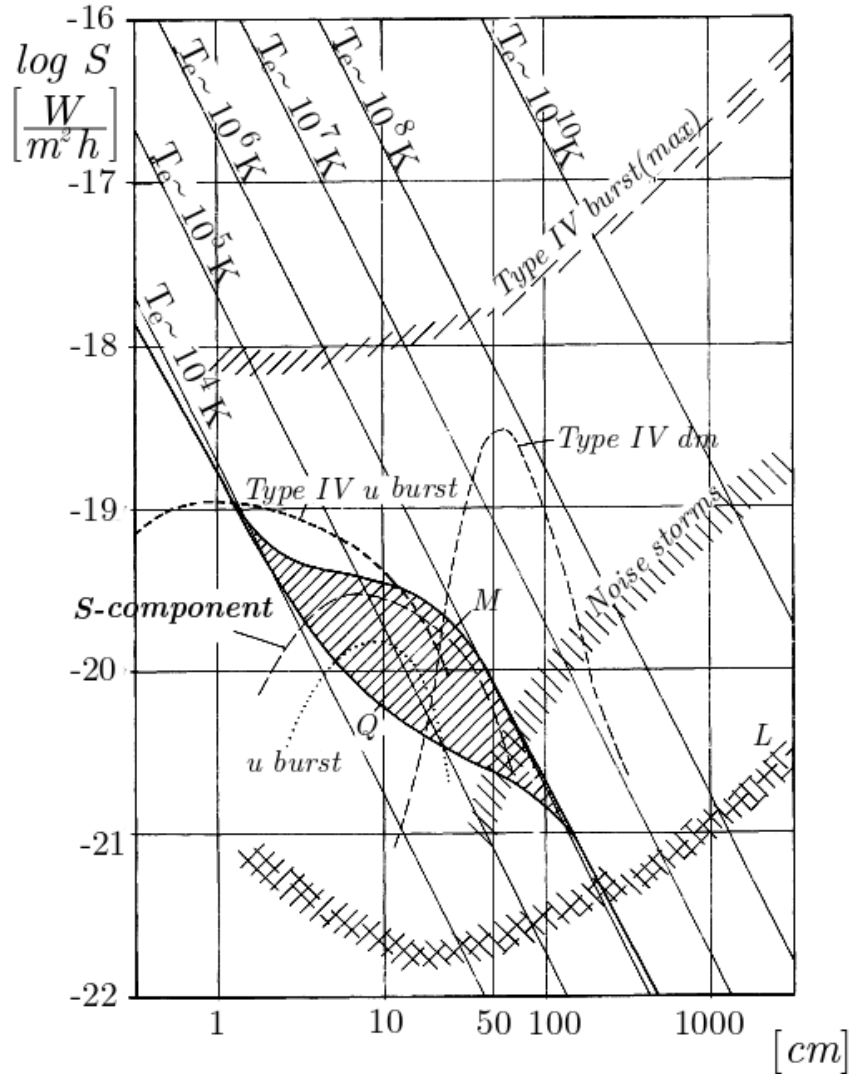


Figura 20: Espectro del Sol. Q se corresponde a la componente del Sol Quiet, M al máximo flujo diario, y L al límite detectable de observaciones de control de una sola frecuencia. Se ha marcado la línea correspondiente a 50 cm para identificar la frecuencia de interés. Figura adaptada de Krüger (1984).

externa, también es la superficie visible, donde se forma el espectro continuo. Tiene una temperatura promedio de 5500 K y es donde se mide el radio solar ($R_{\odot} \sim 700$ Mm). En ella se forman las manchas solares.

- **Cromosfera:** Se extiende unos 10.000 km por sobre la fotosfera, siendo una región de transición de temperatura de unos 60.000 K. Por su baja densidad esta capa está oculta bajo el brillo fotosférico, volviéndose observable solo durante eclipses, o usando filtros especiales en H_{α} (656,3 nm) y en ciertas longitudes del ultravioleta.
- **Corona:** posee una densidad que va decayendo exponencialmente con la altura, y una temperatura de 10^6 K. No tiene un límite definido y sus partículas se alejan del sol formando el viento solar. Aún se desconoce el mecanismo por el cual se calienta.

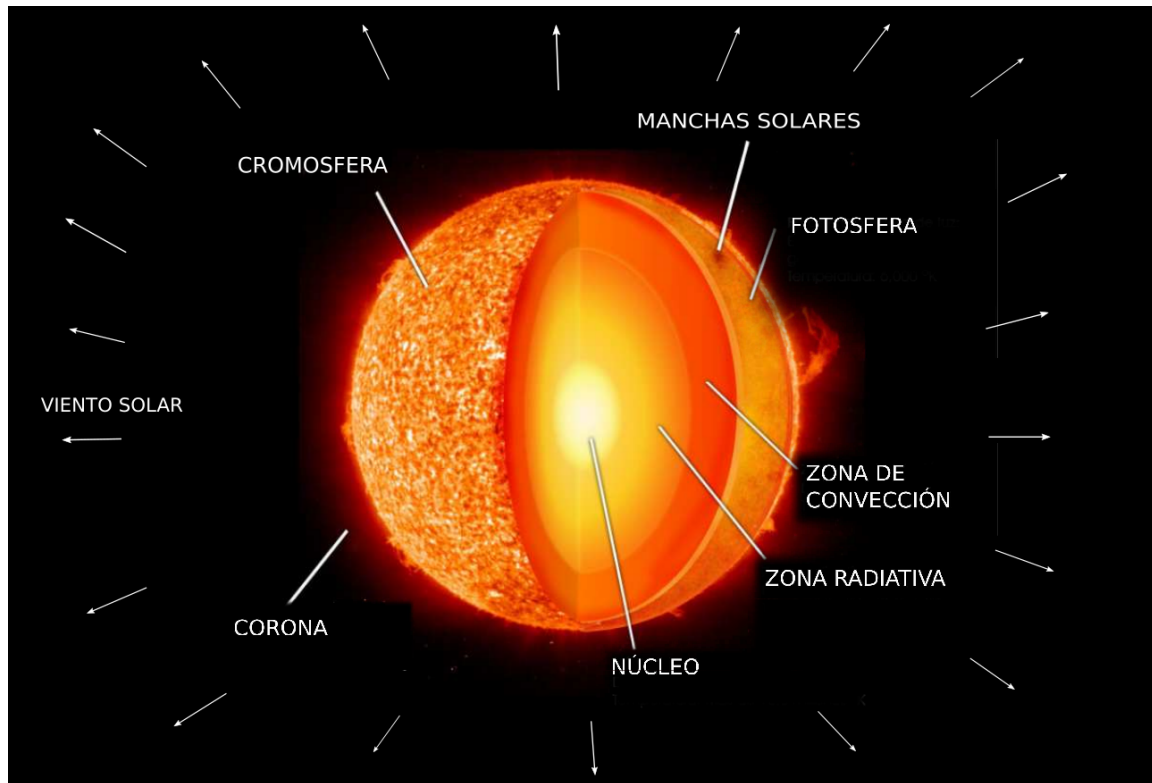


Figura 21: Esquema de las capas solares. Imagen extraída de (Sahade (2019)).

Ahora, mencionadas las capas que conforman al Sol, se ha de distinguir las distintas capas de emisión que se conforman de acuerdo a la altura sobre la fotosfera y la frecuencia:

- **Emisiones en mm o menores:** se genera en niveles profundos, y la curva de Planck que se ve en la Figura 20 para estas longitudes de onda se corresponde a temperaturas de la fotosfera siguiendo la línea recta asociada a la temperatura de orden de 10^4K .
- **Emisiones en cm o dm:** se tienen temperaturas intermedias que se corresponden con la región de transición entre la cromosfera y la región baja de la corona. Vemos en la Figura 20 que se corresponde a la región donde se superponen la componente básica del Sol Quietos con la componente de variación lenta (componente-S). Cuando no está en un mínimo del ciclo solar, la curva que sigue la componente básica del Sol Quietos se encuentra en la región sombreada, y solo llega a la línea superior sólida en el máximo de la actividad solar.
- **Emisiones en m o mayores:** el espectro (Figura 20) indica que se corresponde a temperaturas de 10^6 K , correspondiéndose a temperaturas de la corona solar.

4.1.3 Distribución de brillo

De acuerdo a cuál capa del Sol se considere como fuente, se tiene la profundidad óptica a lo largo del camino que recorre el rayo para una dada frecuencia. Entonces la profundidad

óptica define la distribución de brillo.

Para obtener la distribución de brillo, se observa la temperatura de brillo en distintas frecuencias, con una resolución adecuada, ie, un lóbulo principal muy pequeño, o durante eclipses. De esa manera se obtienen las siguientes distribuciones.

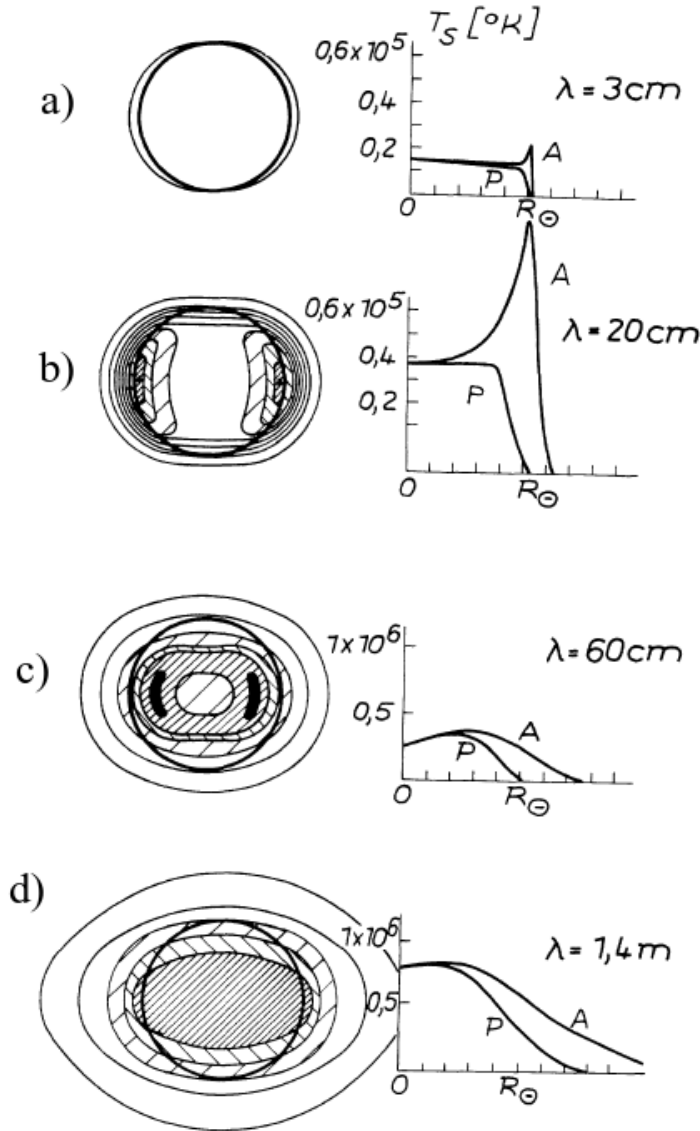


Figura 22: Distribuciones de brillo características para el Sol Quieto en diferentes longitudes de onda. *A* indica la distribución en el ecuador, y *P* en el polo. (a) muestra que el diámetro del radio del Sol se aproxima al del disco óptico para frecuencias en el rango de los mm, sin embargo hay resultados contradictorios confirmando o negando efectos de brillo de limbo; (b) en los cm y la región menor del rango de los dm, se nota un brillo de limbo importante al menos hacia el ecuador; (c) en longitudes de onda cortas el tamaño del radio del Sol aumenta constantemente y cada vez se vuelve más notable la desviación de una simetría esférica; (d) en la región de los metros se observa un aplanamiento en la distribución de brillo, volviendo cada vez más difuso el limbo solar. Imagen extraída de Krüger (1984).

Si se considera una frecuencia mayor a 3 GHz ($\lambda < 10\text{cm}$) como se observa en la Figura 22 a) y en la Figura 23, el tamaño del disco solar es muy parecido al óptico. Prácticamente

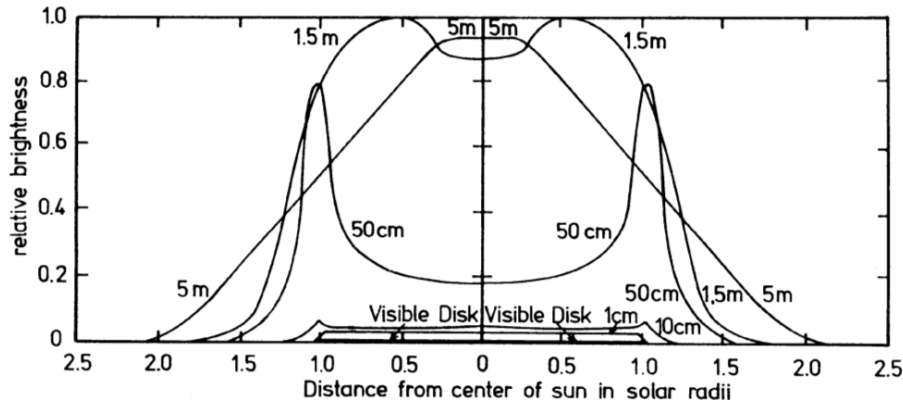


Figura 23: Distribuciones de brillo características para el Sol Quietamente en diferentes longitudes de onda. Imagen extraída de [Wilson et al. \(2013\)](#).

no hay emisión de la corona en estas frecuencias y esto provoca que hacia el limbo solar no se vea ningún tipo de brillo.

Entre frecuencias de 0.1 GHz y 3 GHz ($10 \text{ cm} < \lambda < 3 \text{ m}$), en la Figura 22, de la imagen b) a d) y en la Figura 23 para $\lambda = 50 \text{ cm}$, se modela como una atmósfera luminosa por encima de un cuerpo estelar no luminoso. En este caso la profundidad óptica es prácticamente 1. Además se ve el brillo de limbo y cómo se va volviendo más difuso para longitudes de onda mayores. En la Figura 23 tenemos la distribución de brillo para $\lambda = 50 \text{ cm}$, que es prácticamente la longitud de onda en la que se centra nuestro experimento. De esta figura, podemos notar que si se tiene la resolución necesaria, se podría observar cómo aumenta el brillo de limbo.

Para frecuencias menores a 0.1 GHz ($3 \text{ m} < \lambda$), la profundidad óptica se vuelve mucho menor que uno, y la refracción en partes exteriores de la corona se vuelve muy intensa, lo que conlleva que se observe un disco brillante en el centro y su brillo vaya decayendo a radios mayores. La temperatura de brillo en este caso es menor que la temperatura de la corona. Este comportamiento se ve en la Figura 23 para una $\lambda = 5 \text{ m}$.

Para finalizar la descripción de la radiación del Sol en el rango de frecuencias que nos interesa, se va a describir resumidamente las otras dos componentes.

La componente básica de emisión del Sol (B-component) se debe a las variaciones en la corona, sin contar las regiones activas. Tiene un máximo en la región baja de los dm y se produce por radiación bremsstrahlung térmica. La fuente de emisión principal es la región de transición hacia la corona. La contraparte en rayos X está por debajo de la sensibilidad de los detectores. Por la definición del Sol Quietamente que se dió anteriormente, este es el mínimo ideal de la componente básica del Sol. La componente básica, es la que abarca la región sombreada en la Figura 22 entre la línea continua que se corresponde con Q (Sol Quietamente), y la línea continua superior M correspondiente al máximo.

Por último, la componente de variación lenta (S-component) se produce por emisión

de regiones activas individuales, de la parte superior de las manchas y las playas solares⁴. Las regiones fuentes se extienden desde la cromosfera hasta la parte baja de la corona. Tiene un máximo de emisión en la región de 5 a 10 cm. A diferencia de la componente básica, la contraparte en rayos X se corresponde a rayos X blandos, siendo la emisión en estos mucho mayor que la emisión en radio.

4.1.4 Componente emisora

Luego de haber hecho la descripción de las fuentes de emisión del Sol en longitudes de onda de radio, a partir del análisis de la Figura 20, y de notar que la frecuencia a observar se encuentra en la región que varía su emisión de acuerdo a la actividad solar, es interesante preguntarse qué componentes de emisión se esperan observar. Para poder definir esto, hay que analizar en qué momento del ciclo solar se observa.

A modo de contextualizar, las observaciones realizadas (que se describirán más detalladamente en los Capítulos 6 y 7), se llevaron a cabo en dos bloques distintos. El primer bloque comenzó el 18 de marzo de 2019 y finalizó el 16 de mayo de 2019. El segundo bloque de mediciones inició el 15 de enero de 2020 y terminó el 24 de febrero de 2020. Así, los momentos a analizar del ciclo solar son los correspondientes a esos períodos temporales.

Como referencia en cuanto a las observaciones de la actividad solar, tomamos a la *Space Weather Prediction Center*⁵(SWPC), perteneciente a la *National Oceanic and Atmospheric Administration* del Gobierno de Estados Unidos, que se encarga de hacer un monitoreo de la actividad solar y predicciones; y a la aplicación *SpaceWeatherLive*⁶ (SW-Live) que reúne la fenomenología de varios sitios astronómicos sobre clima espacial, entre las cuales hay predicciones y mediciones.

Típicamente se mide la actividad solar de acuerdo al número de manchas solares, dado que se las relaciona directamente con un aumento en esta. Además, se utiliza la medición del flujo en radio en 10.7 cm ($\nu = 2800$ MHz) como un excelente indicador de la actividad, originándose la emisión en la parte alta de la cromosfera y la parte baja de la corona. A su vez este índice se correlaciona con el número de manchas solares así como con los registros de radiación visible y ultravioleta. El índice F10.7 se mide consistentemente en Canadá desde 1947, y es fácilmente medible desde la superficie de la Tierra de manera diaria. Este varía desde valores menores a 50 SFU, hasta por encima de las 300 SFU a lo largo del ciclo solar. También se analiza la actividad solar de acuerdo a la presencia y el tipo de *flares*⁷.

⁴En inglés *plages*, son regiones brillantes y estructuradas en la cromosfera del Sol que se detectan en luz monocromática (como por ejemplo en H_{α}). Representan partes más calientes en la atmósfera solar rodeando manchas solares pero con campos magnéticos menores y tiempos de vida mayores al de las manchas. Se correlacionan con emisiones de variación lenta en radio y emisiones en rayos X.

⁵Los datos que se utilizaron se extrajeron de la siguiente página: <https://www.swpc.noaa.gov/>. Principalmente se vió la evolución de los últimos ciclos solares, como se muestra en la Figura 24.

⁶La página de dicha aplicación es la siguiente <https://www.spaceweatherlive.com/>. En esta página se monitorio a diario la actividad solar.

⁷*Flares* o fulguraciones son la manifestación más activa de la actividad solar y son de suma importancia para la radioastronomía solar. En el rango óptico se observan como liberaciones súbitas e intensas de

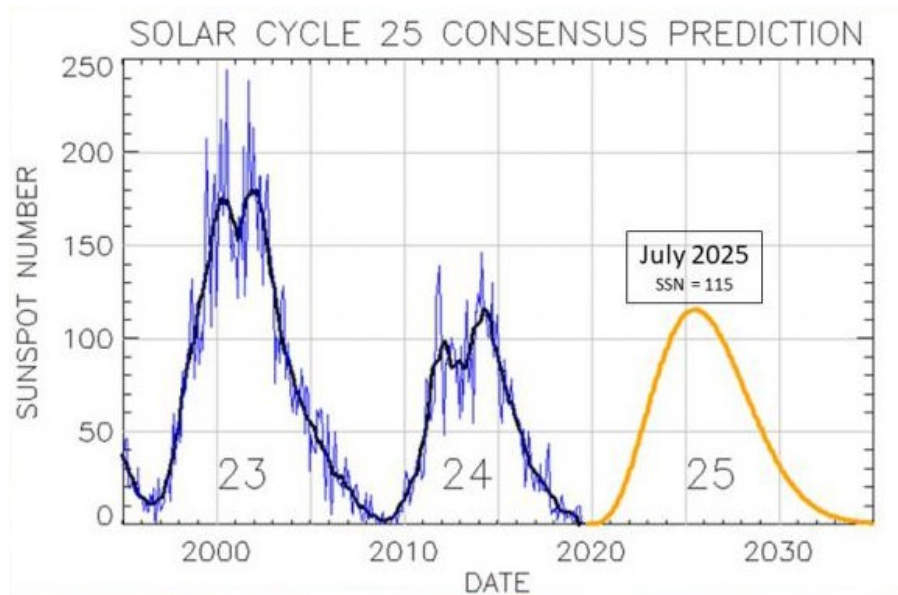


Figura 24: Predicción del ciclo solar número 25. El consenso de la predicción es: pico en Julio de 2025, con un *smoothed sunspot number* (SSN) de 115; mínimo entre el ciclo 24 y el 25, a ocurrir en Abril de 2020. Imagen extraída del [SWPC](#).

Estos últimos se clasifican de acuerdo al pico de emisión en la banda espectral de 0.1 a 0.8 nm, correspondiéndose a rayos X blandos. Las clasificaciones empiezan en el nivel 'A' (10^{-8} Wm^{-2}), el nivel 'B' que es diez veces mayor ($\geq 10^{-7} \text{ Wm}^{-2}$), flares tipo 'C' (10^{-6} Wm^{-2}), flares 'M' (10^{-5} Wm^{-2}) y por último flares tipo 'X' (10^{-4} Wm^{-2}) ([SWPC](#)).

Como se puede ver en las Figuras 24 y 25 a), tenemos que 2019 y 2020 forman parte de la región mínima del ciclo solar, de acuerdo al número de manchas solares, y el mínimo entre los ciclos 24 y 25 ocurrirá en Abril de 2020. Luego si se observa la Figura 25 b), se puede ver que 2019-2020 también representa mínimos de emisión en SFU para $\lambda = 10.7$ cm. Teniendo en cuenta que estos hechos son indicadores de mínimo dentro del ciclo solar, podemos suponer, a primer instancia, que la componente de emisión con mayor contribución en este momento, es la componente del Sol Quieto. Esto se debe a que la componente básica tiene un ciclo de variación de 11 años (Tabla 1), y se encontraría en el mínimo de este, correspondiéndose a la línea sólida inferior de la Figura 20. De acuerdo a la Figura 20, la emisión en $\lambda \sim 50$ cm va a ser menor a la emisión en 10 cm, así que tenemos un límite superior sobreestimado para el valor de radiación en 610 MHz al tener el valor en SFU para 10.7 cm.

Minimizando la contribución de la componente básica del Sol, nos queda otra componente que puede contribuir: la componente de variación lenta. De haber contribución de la componente-S, debería de producirse emisión en rayos X blandos. Esto se puede corroborar con la Figura 26 y el seguimiento diario de la radiación solar. Además, el tipo de fenómenos que la producen tienen escalas temporales de días a meses, y están asociados a manchas y playas solares (Tabla 1), por lo que si el número de manchas solares es mínimo, radiación electromagnética de las playas solares en la vecindad de manchas solares.

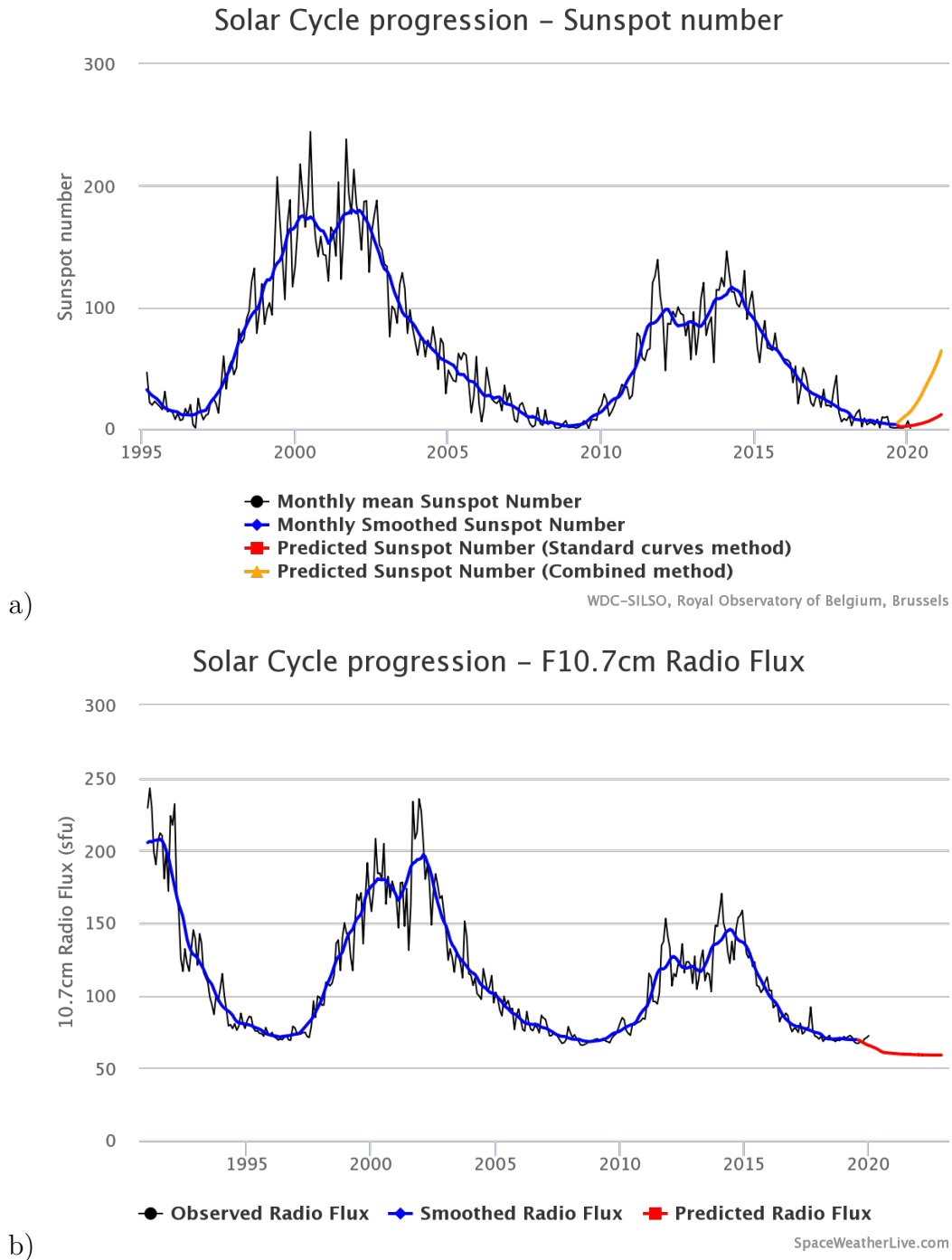


Figura 25: Progreso del ciclo solar. Los gráficos se actualizan todos los meses por el SWPC con las últimas predicciones hechas, y los datos observados son inicialmente valores temporales hasta que se reemplazan con los datos finales. En el panel (a): se muestra el número de manchas solares para los distintos ciclos; y (b): se muestra la variación del flujo a 10,7 cm a lo largo de los ciclos solares. Figuras extraídas del [SWLive](#).

se puede asumir que la contribución de esta componente también es mínima. Concluimos que la componente que está produciendo la emisión, salvo que se evidencie una emisión en rayos X blandos, es la componente del Sol Quiet.

En las Figuras 27 y 28 se muestra el valor de flujo medido y reportado por [SWPC](#)

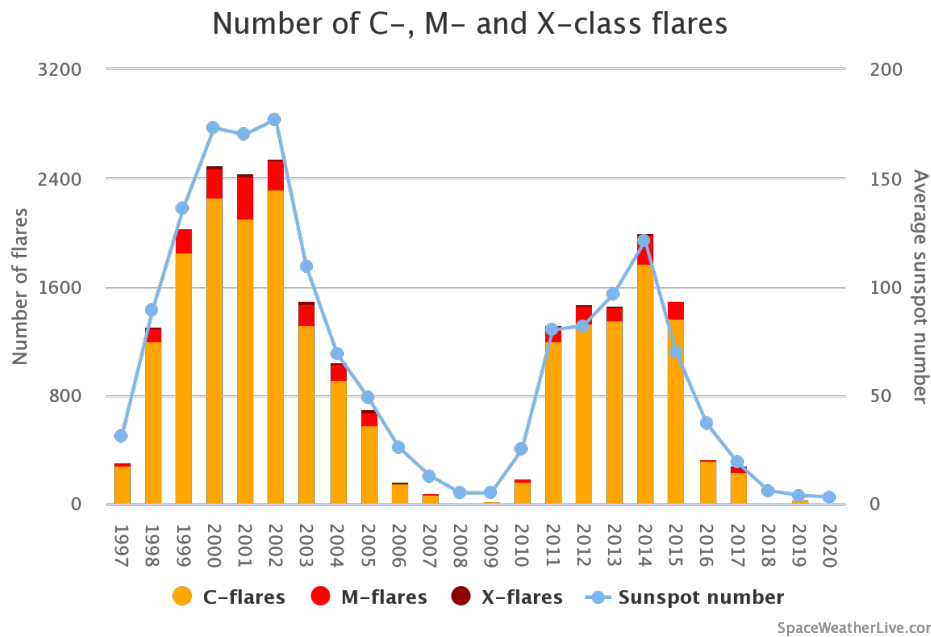


Figura 26: En este gráfico se muestra el número de flares de tipo C, M y X que ocurrieron cada año. Da una idea de la cantidad de flares en relación con el número de manchas solares, por lo que es otra manera de ver el progreso del ciclo solar. Figuras extraídas del [SWLive](http://SpaceWeatherLive.com).

utilizando los datos brindados por el gobierno de Canadá, que a su vez también están disponibles en la página de *Space Weather-Canada, Natural Resources Canada*⁸(SW-Canada) para los días que se realizaron las mediciones.

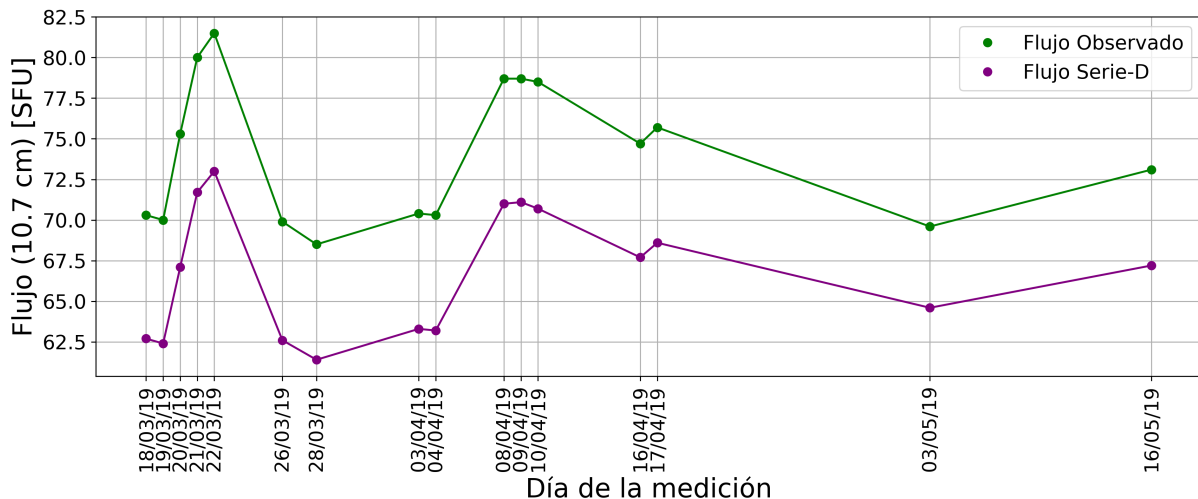


Figura 27: Mediciones del flujo solar para 10.7 cm para los días en que se midió en 2019. Datos extraídos de SW-Canada.

Se tienen dos valores para el flujo solar, uno es el flujo observado, que es el flujo medido por el radiotelescopio y está modulado por dos cantidades, el nivel de la actividad solar y la distancia Sol-Tierra, la cual varía. El otro, es el Flujo Serie D, que es el flujo medido

⁸Los datos se pueden encontrar en la siguiente dirección <https://www.nrcan.gc.ca/home>

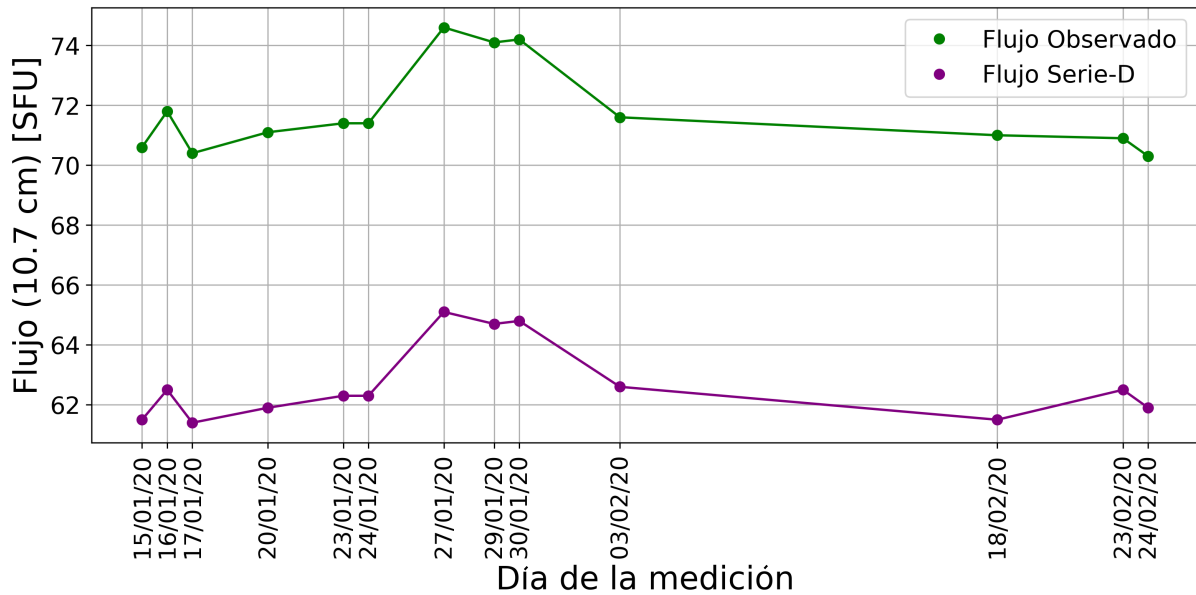


Figura 28: Mediciones del flujo solar para 10.7 cm para los días en que se midió en 2020. Datos extraídos de [SW-Canada](#).

escalado por un factor, para poder hacer que este se ajuste al espectro de la densidad de flujo solar que se obtuvo de los valores del flujo para distintas frecuencias. Para 10.7 cm, el valor del factor estimado es de 0.9 ([SW-Canada](#)).

Por último, a partir de la Figura 20, tenemos que para $\lambda \sim 50$ cm, su densidad de flujo toma un valor entre $10^{-21} \text{Wm}^{-2} \text{Hz}^{-1}$ y $10^{-20} \text{Wm}^{-2} \text{Hz}^{-1}$, que en SFU equivaldría a una densidad de flujo entre 10 y 100 SFU. Como se ve en las Tablas 27 y 28, los valores para 10.7 cm en la Serie-D, tienen como valor máximo 73.6 SFU (20:00:00-22/03/19), por lo que podríamos decir, que la densidad de flujo en 610 MHz debe estar en el intervalo ($10 < S_\nu < 73.6$) SFU.

4.2 La frecuencia elegida

Como ya mencionamos, la frecuencia en la cuál se trabajó es de 610 Mhz, con un ancho de banda determinado por el receptor (desarrollado en los Capítulos 6 y 7). Para elegir qué frecuencia utilizar se tuvieron en cuenta una serie de hechos. Primero, como se mostró en la Figura 5, en principio la ventana de radio está limpia y se podría observar sin ningún tipo de problema, sin embargo, esto está lejos de ser la realidad. Las telecomunicaciones se han encargado de contaminar en términos de astronomía esta ventana, con radiaciones en distintas frecuencias características de distintos tipos de procesos. Modificando la Figura 5 con las regiones donde se produce esta contaminación, obtenemos la Figura 29.

En el bloque en gris en el cual se encuentra nuestra frecuencia de interés, tenemos las emisiones de FM y de TV. De acuerdo al *ENACOM* (Ente NAcional de COMunicaciones), las FM se extienden desde los 88.1 a 107.9 MHz, la TV se extiende desde los 55 a los 88 MHz, luego de los 174 a los 216 MHz y por último de los 512 a los 806 MHz. Como podemos

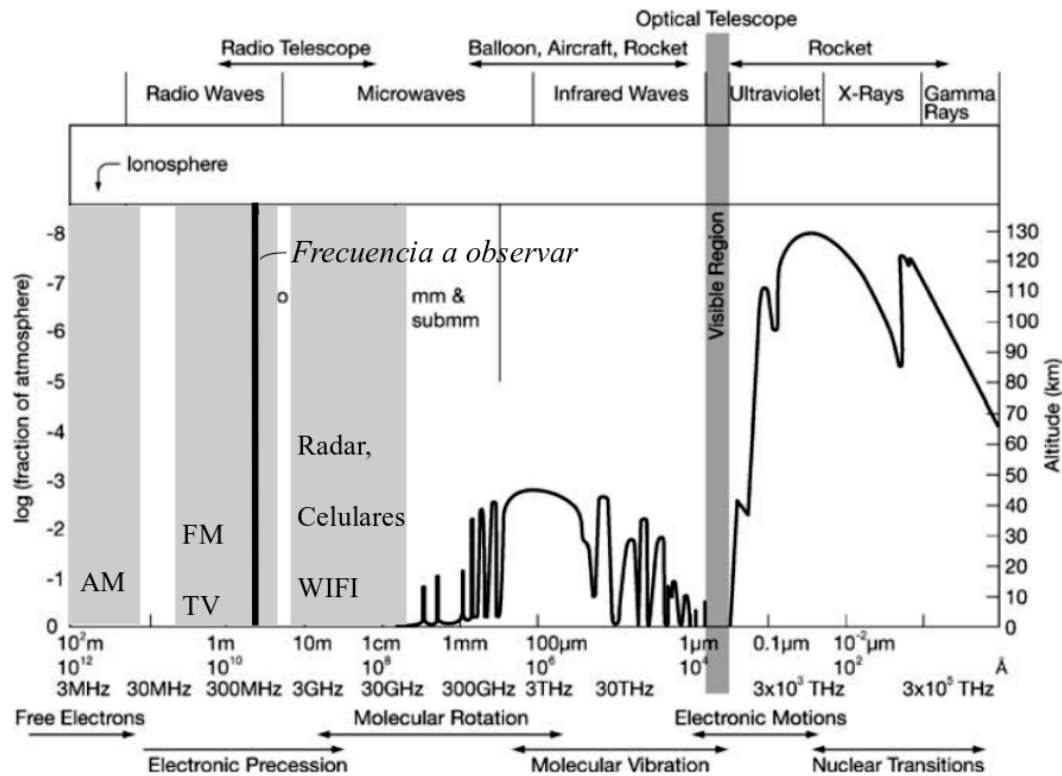


Figura 29: Ventana de radio con las bandas de interferencias en gris, indicando en cada caso, que proceso de telecomunicación la produce. La línea vertical negra marca dónde serían los 610 MHz. Figura adaptada de [Wilson et al. \(2013\)](#).

ver, nuestra frecuencia de interés estaría inmersa en este último rango de emisión de TV. Particularmente, se corresponde al canal 37 de TV, de 608 a 614 MHz con frecuencia media de 610 MHz. El ENACOM estipula explícitamente, que: *'El canal 37 (608 a 614 MHz) corresponde a Radioastronomía, razón por la cual no se asigna para este tipo de servicio'*⁹. También tenemos que la *British Astronomical Association* define las bandas protegidas internacionalmente para radioastronomía, entre las cuales la franja de 608-614 MHz se reserva para observaciones de continuo y de VLBI (Very Large Base Interferometry). Por lo que la elección de esta frecuencia, se debe a que es una frecuencia protegida a nivel nacional e internacional. Además, el Radio Club Argentino, que estipula las reglas a seguir por radio aficionados, se adhiere al plan de bandas permitidas de la *IARU* (International Amateur Radio Union), donde las bandas de la región 2 permitidas son de 420 a 450 MHz y 902 a 927 MHz, por lo cuál no interferirían con la banda protegida.

Existe un hecho a mencionar, y es que el instrumental que se utiliza para frecuencias dentro de lo que se denomina VHF (Very High Frequency), como lo son los canales de TV, la FM, etc., son instrumentos altamente estudiados, y son de fácil acceso y de bajo costo, a diferencia del instrumental necesario para frecuencias altas como los GHz. Debido a esto, elegir quedarnos en VHF para un radiotelescopio, tiene esta ventaja importante a la hora de hacer un desarrollo instrumental como primer contacto con la instrumentación.

⁹https://www.enacom.gob.ar/tv_p566

4.3 Antecedentes

Además de los índices que se mencionaron anteriormente para determinar la actividad solar, usualmente se monitorea la radiación del Sol en ciertas frecuencias ya fijadas. La Fuerza Aérea de Estados Unidos opera distintos radio observatorios en varios lugares del mundo, que colectivamente se los denomina como RSTN (*Radio Solar Telescope Network*). Cada observatorio monitorea la radiación solar en 8 frecuencias discretas: 245, 410, 610, 1415, 2695, 4995, 8800 y 15400 MHz, ([Cakaj et al., 2005](#); [Guidice, 1979](#); [Kundu et al., 2006](#); [Chakraborty, 2014](#)). Los observatorios que lo conforman están listados en la página del *Space Weather Services(SWS)-Bureau of Meteorology*¹⁰ del Gobierno Australiano :

- Sagamore Hill (K7OL)
- Palehua (PHFF)
- Learmonth (APLM)
- San Vito (LISS)

Los datos que se encuentran disponibles hasta la fecha del 17/02/2020 son los que provee el Learmonth Observatory, a los cuales se puede acceder desde la página del *Space Weather Services (SWS)-Bureau of Meteorology*¹⁰. No se encontraron datos de los otros observatorios para el año 2019 y 2020 en la base de datos del *National Centers for Environmental Information-NOAA*, donde incluso los datos del Learmonth Observatory no se encuentran actualizados ([NOAA](#)).

Existen antecedentes de utilizar los datos de los observatorios que pertenecen a la RSTN a modo de comparación con los datos observados por telescopios propios, particularmente usando para la comparación los datos que brinda el Learmonth Observatory ([Kundu et al., 2006](#); [Cakaj et al., 2005](#)). Los radiotelescopios que se utilizan tienen calibraciones que se hacen dos veces al día, cuyos puntos no aparecen en los datos finales. Las desviaciones de la media en los datos pueden deberse a fenómenos que no son actividad solar, como interferencias (RFI). Para distinguir una RFI de actividad solar, se debe tener conocimiento de dónde se sitúa el observatorio, del ambiente y de la fuente. Los *burst* solares en general muestran un aumento rápido a su pico y una caída lenta. Pueden ocurrir *bursts* muy rápidos en frecuencias bajas pero no en frecuencias altas ([SWS](#)). En general para saber si ocurrió actividad solar, se recomienda chequear entre varios sitios distintos, por ejemplo los datos de *flares* en rayos X de [SWLive](#).

Además, en este contexto, en la Tabla 3 listamos los valores de la densidad de flujo solar para 610 MHz brindados por el Learmonth Observatory, correspondientes a los días en que se realizaron mediciones. Se da el valor medio de la radiación constante. De haber

¹⁰La siguiente página es la correspondiente al *Space Weather Services - Bureau of Meteorology* del Gobierno Australiano, en la misma se especifica a su vez las frecuencias de monitoreo de la radiación solar. URL: <http://www.sws.bom.gov.au/WorldDataCentre/2/8/9>.

Día	Tipo de Flare
18/03/19	B2.3
20/03/19	C4.8
21/03/19	C5.3
22/03/19	C4.8
08/04/19	B5.6
09/04/19	B3.3
10/04/19	B2.1
03/05/19	C1.0
16/05/19	C2.0
16/01/20	A7.8
24/01/20	B1.3

Tabla 2: Días y tipos de *flares* asociados. Datos extraídos de [SWLive](#).

un pico (con variaciones de minutos), no se lo consideró para dar el valor del flujo ya que el Learmonth Observatory se encuentra en Australia, por lo que se observa al Sol en momentos opuestos del día.

Algunas imágenes, a modo de ejemplo de donde se obtuvieron estos valores aparecen en el Anexo A.1. Además, se corroboró la actividad solar relacionada a *flares* a partir de los datos brindados por [SWLive](#), listándoles en la Tabla 2. De todos los días, en 6 se observó una ligera actividad, correspondiéndose a radiación en rayos X tipo A y B, que se considera como actividad baja. 5 días hubo *flares* tipo C, que son *flares* pequeños.

Entonces, con estos datos podemos realizar la comparación de los datos obtenidos con los proporcionados por Learmonth Observatory. Con los datos de F10.7 cm, y la ocurrencia de *flares* extraídos de [SWLive](#), podemos hacer una correspondencia si se observa un pico de radiación en los 610 MHz con un evento en rayos X blandos, de manera de poder analizar si se debe a actividad solar o a una interferencia. Ya teniendo datos para realizar la comparación, vamos a detallar la metodología para realizar la calibración.

4.4 Calibración

Con el propósito de hablar de calibración y detallar los métodos a utilizar, se ha de especificar la magnitud que se puede medir, y la relación de ésta con la magnitud que se desea obtener para caracterizar la fuente de estudio. Como se mencionó en la Sección (3.2.4), las relaciones que vinculan la magnitud que se puede medir, están descritas en las ecuaciones 40, 44 y 45. En consecuencia, la magnitud a medir es la potencia, a partir de la proporcionalidad que tiene con el cuadrado del voltaje que aparece en los terminales de la antena. Se busca relacionarla con la temperatura de antena, que a su vez está relacionada por la Ecuación 45 con la temperatura de brillo de la fuente. Además [O’Neil \(2002\)](#) indica que la relación fundamental que vincula la apertura efectiva A_e y el ángulo sólido de la antena Ω_A con la longitud de onda, dada en la Ecuación 38, al considerarse pérdidas

Día	Flujo Observado (610 MHz) [SFU]
18/03/19	31 ± 4
19/03/19	27 ± 7
20/03/19	sin datos
21/03/19	28 ± 3
22/03/19	35 ± 5
26/03/19	34 ± 2
28/03/19	32 ± 3
03/04/19	33 ± 3
04/04/19	33 ± 3
08/04/19	30 ± 7
09/04/19	29 ± 3
10/04/19	29 ± 2
16/04/19	28 ± 2
17/04/19	33 ± 2
03/05/19	34 ± 4
16/05/19	37 ± 3
15/01/20	23 ± 8
16/01/20	30 ± 5
17/01/20	31 ± 3
20/01/20	32 ± 2
23/01/20	32 ± 2
24/01/20	32 ± 2
27/01/20	33 ± 3
29/01/20	34 ± 2
30/01/20	33 ± 2
03/02/20	31 ± 5
18/02/20	sin datos
23/02/20	sin datos
24/02/20	sin datos

Tabla 3: Mediciones del flujo solar para 610 MHz para los días que se observó con el radiotelescopio propio, datos extraídos de [SWS](#). El 20/03/2019 no se registraron datos a esa frecuencia. A partir del 18/02/2020 los datos aún no se encuentran disponibles.

óhmicas se puede escribir como

$$A_e \Omega_A = \epsilon_r = \lambda^2 \quad (69)$$

donde ϵ_r es la fracción de la potencia transmitida por la antena, usualmente similar a 1 en antenas parabólicas. Si además se considera que la fuente es puntual, ie., es pequeña en comparación del tamaño del lóbulo principal, $P_n(\theta, \varphi) \sim 1$ sobre el ángulo sólido de la fuente, por lo que la relación entre la temperatura de antena y la de la fuente queda:

$$T_A \approx \epsilon_r \frac{\Omega_S}{\Omega_A} T_{avg} \quad (70)$$

donde Ω_S es el tamaño angular de la fuente, y T_{avg} es la temperatura de brillo promediada a lo largo de la fuente.

A partir de esta relación la premisa es simple, si se obtiene la temperatura de antena para una fuente puntual (el cual sería el caso de nuestra medición), obtener la temperatura de la fuente se reduce a conocer el tamaño angular de ésta y el ángulo sólido de la antena. La dificultad radica en obtener la temperatura de antena. Como se describió en la Sección (3.1.1), el radiotelescopio no es solamente la antena, sino que posee otros elementos que permiten la recepción de la señal. Estos elementos contribuyen con señales que se consideran ruidos, y se traducen en que la temperatura que se obtiene, sea una sumatoria de las temperaturas de todos los elementos del receptor, además de la de la antena. Debido a esto, se deben definir estas temperaturas adicionales.

4.4.1 Más temperaturas

En la práctica cada componente del receptor genera su propia señal eléctrica que se propaga a lo largo de este, como resultado tenemos una suma de señales en el receptor que no están relacionadas con la señal de la fuente astronómica. Si bien estas señales no son deseadas, tampoco son evitables, por eso se las denomina ruido (o señal de ruido) no deseado.

En la relación 44, se vincula la potencia con la temperatura de antena. Ahora, la mayor parte de la potencia medida se debe al ruido que provocan los componentes del receptor. Para describir esta potencia indeseada, se define la temperatura de ruido T_N , y cada componente del receptor está caracterizado por su propia temperatura de ruido. Se quiere encontrar la relación entre la potencia final que se mide con el detector y estas temperaturas; para ello ha de tenerse en cuenta que la señal de la fuente y del ruido, ambas están afectadas por amplificaciones y pérdidas a lo largo del camino del receptor.

En cada etapa, la señal de la fuente se amplifica (como cuando pasa por un amplificador) o se reduce por pérdida (en las líneas de transmisión o en los mezcladores). Para denotar amplificaciones, se usa la ganancia definida en la Ecuación 25, que toma valores $G > 1$ cuando la señal atraviesa un amplificador, y $G < 1$ cuando hay pérdida. Si se considera por ejemplo que el primer elemento del receptor es un amplificador de ganancia G_1 , entonces la potencia de la señal de la fuente luego de éste será (Marr et al., 2016):

$$P = G_1 k \Delta \nu T_A \quad (71)$$

Luego de todo el camino que atraviesa la señal, antes de entrar al detector de ley cuadrática, la potencia está afectada por una ganancia neta G que describe todo el sistema previo a este. Lo que se necesita, es saber cómo obtener la ganancia total a partir de la ganancia de cada componente del receptor. Se debe además considerar que el ruido que se va generando, va pasando por distintas amplificaciones dependiendo del orden en que están los elementos, y el ruido de cada elemento en sí. La temperatura de antena va

a seguir dando la misma información, solamente que a la potencia que se mide, se le agrega la contribución del ruido, y como es necesario compararlas, lo lógico es describir la potencia del ruido de la misma manera que la de la antena:

$$P = Gk\Delta\nu(T_A + T_N) \quad (72)$$

$$P_N = Gk\Delta\nu T_N. \quad (73)$$

La ganancia total, incluyendo todos los elementos a lo largo del camino del receptor, se obtiene multiplicando todas las ganancias individuales:

$$G = G_1 G_2 G_3 \dots \quad (74)$$

y la temperatura de ruido total se obtiene considerando que luego de cada elemento, la contribución de ruido de este está reducida por la ganancia de los elementos previos, que se traduce en lo siguiente:

$$T_N = T_{N1} + \frac{T_{N2}}{G_1} + \frac{T_{N3}}{G_1 G_2} + \dots \quad (75)$$

que se denomina como la *temperatura de ruido del receptor*, T_N . Se puede ver en esta ecuación, que en el caso de que un amplificador sea el primer elemento, es el elemento crítico a la hora de determinar la temperatura de ruido total. Usualmente los amplificadores en RF tienen ganancias de al menos 100 (ó 20dB), y esto se traduce en una reducción a la contribución que tienen el resto de elementos por al menos un factor 100. Por esto, es muy importante que el amplificador tenga tanta ganancia como se pueda, acompañada del menor ruido posible. El ruido de un amplificador es principalmente térmico, por lo que disminuyendo su temperatura se contribuye de manera significativa a reducir su ruido. Para la mayoría de fuentes astronómicas, y la mayoría de los receptores, ocurre que $T_A \ll T_N$.

El mínimo detectable de la temperatura y las fluctuaciones que se tienen en ésta, están determinados por la contribución del ruido y sus fluctuaciones. Para determinar un mínimo detectable, se hace un análisis estadístico del ruido. Se centra en la varianza σ^2 . Al medir la potencia de una onda EM, la varianza en esta medición depende por un lado de la cantidad de fotones que llegan por segundo, y por otro lado de la variación proporcional que tiene con E^2 , por lo que depende de las variaciones en las ondas. Cuando se tienen en cuenta ambos efectos, se ve que la varianza tiene dos términos, uno que se debe al ritmo de arribo de fotones y otro a la variación de la onda que depende del número de fotones al cuadrado (n siendo el número de fotones):

$$\sigma^2 \propto n + n^2 \quad (76)$$

$$n = \frac{1}{\exp(h\nu/kT) - 1} \quad (77)$$

siendo esta última ecuación proporcional al número de fotones por modo. $n < 1$ cuando $h\nu > kT$ y $n > 1$ cuando $h\nu < kT$. Como estamos en la aproximación de Rayleigh-Jeans, es esta última condición la que se cumple en radio. Entonces en la ecuación 76 domina el segundo término y la incerteza termina siendo proporcional al número de fotones $\sigma \propto n$. En radiofrecuencias, como mencionamos antes, la energía de los fotones es muy baja, y nos encontramos en el régimen ondulatorio, por lo que la cantidad de fotones es proporcional a la potencia medida, entonces:

$$\sigma_P \propto P_N \quad (78)$$

donde el subíndice N hace referencia a la cantidad n de fotones. Como además se trabaja con mediciones que involucran errores aleatorios, la incerteza en la medición decrece al promediar más valores, por un factor que es la raíz cuadrada del número de mediciones. Si se lleva esto a las mediciones de potencia que se hacen, al medir durante más segundos, o aumentar el ancho de banda, se están haciendo más mediciones independientes de la potencia sobre las cuales se promedia. El número de estas mediciones independientes, suele estar dado por $\Delta t \Delta \nu$. Por lo que, si se tiene una observación con un ancho de banda $\Delta \nu$ y un tiempo de integración Δt , la incerteza en la potencia medida está dada por:

$$\sigma_P = \frac{P_N}{\sqrt{\Delta t \Delta \nu}} \quad (79)$$

donde la potencia medida, es la total, incluyendo la de la fuente y la del ruido (se usa en esta ecuación de manera indistinta P o P_N , eligiendo la última para representar la relación que tiene con el número de fotones, posteriormente se usa P). Como la potencia del ruido es mucho mayor que la de la fuente, son sus fluctuaciones las que limitan la habilidad de detectar una fuente débil.

Además del término del ruido de los elementos del receptor, se debe agregar un término a la contribución del cielo y el fondo. Puede representarse esta contribución por T_{sky} , y sumarla a las otras dos temperaturas:

$$P = Gk\Delta\nu(T_A + T_N + T_{sky}) \quad (80)$$

El brillo del cielo depende de la frecuencia, por ejemplo para 10 GHz la contribución principal a este brillo es el fondo cósmico de microondas (2.7K), por debajo de los 300 MHz, el sincrotrón galáctico se vuelve mucho más brillante que el fondo de microondas. Para 100 MHz contribuye con una temperatura de ruido T_{sky} de 1000 K, que para 30 MHz aumenta por encima de los 20000 K. Esto va a determinar qué tan importante es el enfriamiento del receptor de acuerdo a quien contribuye más al ruido, el receptor o el fondo de cielo.

Como pueden existir además contribuciones no deseadas, que no son ni del receptor ni

del fondo de cielo, para expresar toda esta potencia indeseada junta, se define la *temperatura del sistema* (T_{sys}), que contiene la del receptor, el cielo y cualquier otra fuente de señal no deseada. Entonces el voltaje a medir cuando se realiza una observación de una fuente está dado por:

$$V = \alpha Gk\Delta\nu(T_A + T_{sys}) \quad (81)$$

α tiene unidades de V/W y es la respuesta del detector.

Ahora, la incerteza en la temperatura de antena va a estar dominada como anteriormente la potencia, por las fluctuaciones de las fuentes de ruido, ie, las fluctuaciones de la temperatura del sistema. La cantidad estadística que se utiliza es el rms:

$$rms = \sqrt{\frac{\sum_i (x_i - \bar{x})^2}{N}} \quad (82)$$

donde x_i es el valor de la medición i-ésima, \bar{x} es el promedio y N es el número de mediciones. El rms para la temperatura de antena se está dada por (Marr et al., 2016):

$$T_{rms} = \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\Delta t}} \quad (83)$$

Si se tiene en cuenta la constante de sensibilidad del telescopio K_S (adimensional, del orden de la unidad) y se promedia n mediciones hechas en Δt tiempo de integración [s] en el ancho de banda $\Delta\nu$ [Hz] (O'Neil, 2002):

$$T_{rms} = \frac{K_S T_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\Delta t n}} \quad (84)$$

entonces, se toma como criterio para la mínima temperatura detectable, que el valor de temperatura sea de al menos 3 a 5 veces mayor que el rms: $\Delta T_{min} = 3T_{rms}$, lo cual dependerá de la meta científica. Al aumentar el tiempo de integración de la observación, la señal de la fuente se refuerza, mientras que las fluctuaciones aleatorias del ruido disminuyen, entonces el promedio del valor de la señal se mantiene igual, pero las fluctuaciones del rms tenderán a cero, Figura 30.

Se puede además convertir la mínima temperatura detectable, a la mínima densidad de brillo, o a la mínima densidad de flujo:

$$\Delta B_{rms} = \frac{2k}{\lambda^2} \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\Delta t}} \quad (85)$$

$$\Delta S_{rms} = \frac{2k}{A_e} \frac{T_{sys}}{\sqrt{\Delta\nu\Delta t}} \quad (86)$$

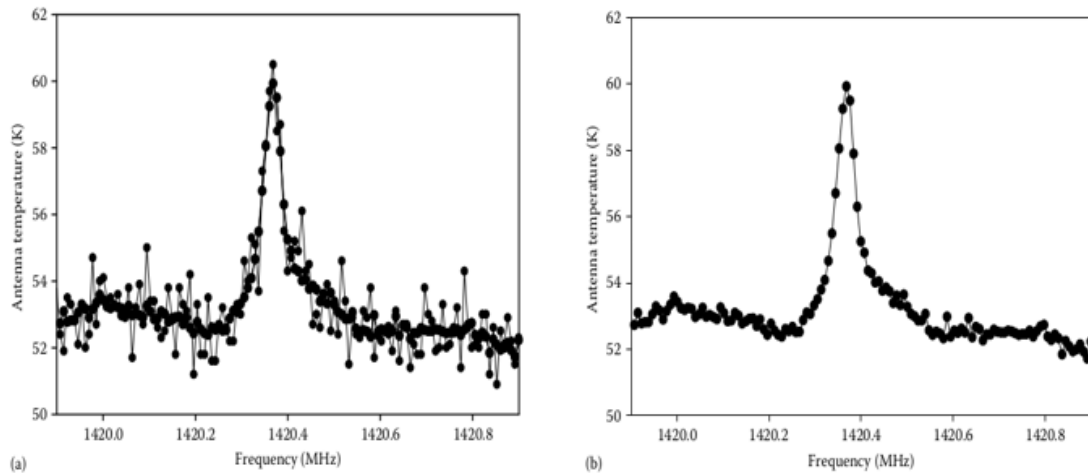


Figura 30: a) El espectro medido en una observación corta. b) Una observación con el tiempo de integración 42 veces mayor que el de la imagen en a). Imagen tomada de [Marr et al. \(2016\)](#).

4.4.2 Calibración del sistema: Dicke switching, obtención de la temperatura de antena

Como hemos mencionado en la sub-sección anterior, al orientar un telescopio a una fuente astronómica la potencia total medida por el detector se debe principalmente a la contribución del ruido, por lo que es una mala medida de la potencia emitida por la fuente. Tan mala es, que el hecho de tener una medida de potencia distinta a cero, no es prueba de haber detectado a la fuente astronómica.

Para determinar la cantidad de potencia detectada que se deba exclusivamente a la fuente astronómica, se debe sustraer la potencia por el ruido del receptor y todas las otras fuentes de radiación indeseadas. Esto se logra por medio de un proceso que se conoce como *switching*, donde se mide además la potencia observando una región cercana del cielo que no contiene la fuente astronómica ([Marr et al., 2016](#); [O'Neil, 2002](#)). Cuando la medición se realiza apuntando a la fuente, se llama observación *on* (V_{on}, P_{on}, T_{on}) y cuando la medición es sin la fuente se llama *off* ($V_{off}, P_{off}, T_{off}$).

En términos de la temperatura de antena y de la temperatura del sistema, el voltaje medido por el telescopio cuando apunta a la fuente y cuando no es:

$$V_{on} = \alpha Gk\Delta\nu(T_A + T_{sys}) \quad (87)$$

$$V_{off} = \alpha Gk\Delta\nu T_{sys} \quad (88)$$

al sustraer uno del otro:

$$V_{on} - V_{off} = \alpha Gk\Delta\nu T_A \quad (89)$$

$$T_A = T_{on} - T_{off} \quad (90)$$

donde la Ecuación 89 no depende del ruido. Entonces para encontrar T_A solo se necesita

determinar la conversión entre temperatura y voltaje. En vez de determinar todos los factores involucrados ($\alpha Gk\Delta\nu$) en la conversión entre temperatura y voltaje, lo que se hace es encontrar la temperatura T_A a partir de calibrar la temperatura del sistema. Este proceso se explica a continuación.

La ganancia del sistema varía a lo largo del tiempo, y provoca errores significativos a tener en cuenta: una pequeña variación en G que provoca un pequeño cambio en V_{on} se traduce en un error enorme en $V_{on} - V_{off}$, y puede incluso provocar un valor negativo para la temperatura de antena calculada. Para evitar que estas variaciones produzcan dicho error enorme, las observaciones *on* y *off* que se mencionaron en el párrafo anterior, deben hacerse regularmente a lo largo de las observaciones. Esta técnica se conoce como *Dicke switching*.

Determinar la temperatura del sistema es parte de los pasos típicos de la calibración. La mayoría de los observatorios utilizan un dispositivo llamado fuente de ruido, o diodo de ruido para la calibración de la T_{sys} . Estos son dispositivos que producen una cantidad de potencia por ancho de banda unitario, conocida. Por ello, estos diodos de ruido tienen una temperatura equivalente conocida, llamada *temperatura de calibración* T_{cal} . Este diodo se configura para que inyecte su potencia al receptor del telescopio. Si miramos al cielo y medimos la potencia del diodo prendido y apagado, se puede hacer otro tipo de medición de switch. Cuando el diodo está prendido, tenemos V_{cal} , y cuando está apagado, tenemos V_{off} . V_{cal} incluye la potencia del ruido total (T_{sys}) además de la provocada por el diodo (T_{cal}):

$$\frac{V_{cal}}{V_{off}} = \frac{T_{cal} + T_{sys}}{T_{sys}} \quad (91)$$

T_{cal} es conocida, por lo que encontramos la relación entre esta y la temperatura del sistema:

$$T_{sys} = \frac{V_{off}}{V_{cal} - V_{off}} T_{cal} \quad (92)$$

En los observatorios el proceso de prender el diodo de ruido, hacer las mediciones y luego apagarlo, se realiza automáticamente.

Este proceso de calibración provee la conversión de voltaje a temperatura. Para una observación dada, necesitamos determinar la conversión entre el voltaje medido a una temperatura equivalente antes de la amplificación. Utilizando la formulación que se muestra en la Ecuación 92, no hace falta calcular explícitamente el factor que está multiplicando la T_A en la Ecuación 89 .

La conversión entre la temperatura del sistema, y el voltaje medido fuera de la fuente a partir de calcular la T_{sys} con la T_{cal} , nos permite finalmente obtener la temperatura de antena sin tener que calcular factores adicionales:

$$\frac{V_{on}}{V_{off}} = \frac{T_A + T_{sys}}{T_{sys}} \quad (93)$$

$$T_A = \frac{V_{on} - V_{off}}{V_{off}} T_{sys} \quad (94)$$

con el factor $\frac{V_{on}-V_{off}}{V_{off}}$ indicando la fracción de la temperatura del sistema que es la temperatura de antena.

4.4.3 Calibración del sistema: Y-factor (Hot/Cold), obtención de la temperatura del sistema

Este método utiliza dos fuentes de ruido. Se consideran dos diodos a los cuales se les conoce sus temperaturas, y nos permite determinar la temperatura del receptor, en otras palabras, no incluye los efectos de la antena (O'Neil, 2002; Cakaj et al., 2005; Gancio and Larrarte, 2012). Las dos fuentes de ruido tienen temperaturas distintas, se las denomina T_{hot} y T_{cold} , y se mide la potencia para cada una de estas. Entonces, el factor-Y se define como la razón entre ambas potencias:

$$Y = \frac{P_{hot}}{P_{cold}} \quad (95)$$

si las temperaturas son conocidas, entonces sus respectivas potencias también a partir de la Ecuación 44. La potencia de salida, va a estar afectada por la ganancia G de todo el receptor:

$$P_{hot} = Gk\Delta\nu(T_{hot} + T_{sys}) \quad (96)$$

$$P_{cold} = Gk\Delta\nu(T_{cold} + T_{sys}) \quad (97)$$

Reemplazando estas expresiones en 95:

$$Y = \frac{T_{hot} + T_{sys}}{T_{cold} + T_{sys}} \quad (98)$$

y despejando la temperatura del sistema:

$$T_{sys} = \frac{T_{hot} - Y T_{cold}}{Y - 1} \quad (99)$$

para temperaturas conocidas y el factor Y medido, podemos obtener un valor de la temperatura del sistema. A partir de este se realiza una calibración de switching habiendo obtenido en esta calibración la T_{sys} .

5 El Experimento: descripción

El Objetivo del experimento es realizar la calibración de una antena dipolar de media onda, utilizando al Sol y el cielo sin fuente, a través del método de calibración del factor-Y, para determinar la temperatura del sistema. La frecuencia elegida es, como ya mencionamos, 610 MHz; parte de los motivos por los cuáles se usa dicha frecuencia han sido expuestos en la sub-sección 4.2. El resto de motivos, se debe a un antecedente de desarrollo de un sistema de adquisición de datos hecho en el contexto de un Proyecto Integrador de Ingeniería Electrónica, llevado a cabo en el Observatorio Astronómico de Córdoba (Romero, 2014). Este se hizo bajo la co-dirección del Ingeniero Gustavo Giovanola, para un conjunto de cuatro dipolos con la intención de que dichos dipolos trabajasen en interferencia. En el estadio inicial de este trabajo especial se ha trabajado en conjunto con el Ing. Giovanola para llevar a cabo la disposición del instrumento y la adquisición de los datos (Araujo Furlan et al., 2019).

Antecedentes de calibraciones realizadas a partir de la medición del Sol y del cielo sin fuente se tienen por ejemplo en Cakaj et al. (2005), donde la medición final que se busca es la Figura de Mérito del Sistema Receptor, descrita por la razón G/T_{sys} . Para medir esta razón, el camino más simple es hacer una medición basada en el Sol como una fuente de ruido, la 'carga caliente', y como la segunda fuente de ruido se considera al cielo frío, como la 'carga fría'. El Sol es una fuente tradicionalmente usada para probar radiotelescopios, como por ejemplo interferómetros simples como se muestra en Gallerani and Minarelli (2007) y Monstein and Meyer (2006). En ellos se muestra el patrón de franjas del interferómetro con el paso del Sol a lo largo del día. De estos dos artículos se puede ver que si uno observa el Sol, con posición fija del telescopio a lo largo del día, la forma del voltaje o potencia medida va a estar directamente relacionada con la resolución del radiotelescopio.

En el caso de los interferómetros de dos elementos, se considera el FWHM en una de las franjas que se visualizan en las Figuras 31 y 32, resultando ser para el caso de un interferómetro de dos elementos: $FWHM \approx \lambda/Dist$, donde $Dist$ indica la distancia entre antenas.

La idea de usar el Sol como fuente caliente, se basa en medir el aumento en la potencia cuando la antena se apunta inicialmente a una región fría del cielo (con temperatura de antena de alrededor de 6 K), y luego se mueve a una fuente fuerte con densidad de flujo conocida, usualmente, el Sol (con una temperatura de antena de 13000 K). En dicho caso, tenemos que el factor Y es:

$$Y = \frac{P_{sol}}{P_{cielofrio}} \quad (100)$$

La potencia medida consiste en dos componentes: la potencia generada por el sistema receptor y la que proviene de la fuente en radio externa. Para la potencia medida $P_{cielofrio}$, se considera que la contribución del Sol es prácticamente nula, por lo que se puede expresar

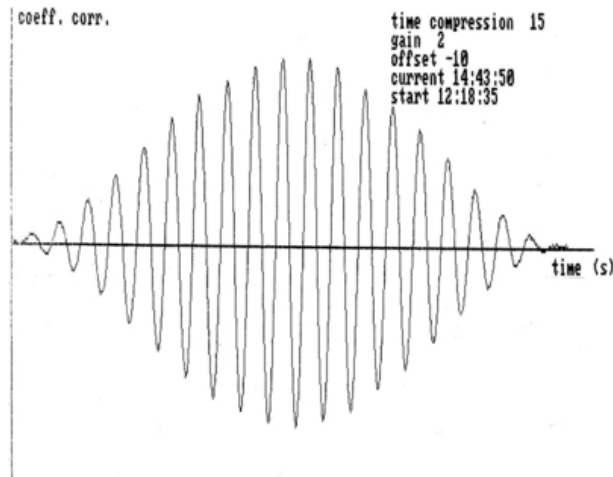


Figura 31: Franjas provocadas por la interferencia luego de una observación del Sol Quieto en 1.3 GHz. En el eje vertical se considera una amplitud en una escala unitaria arbitraria fijada por la densidad de flujo del Sol. Imagen tomada de [Gallerani and Minarelli \(2007\)](#).

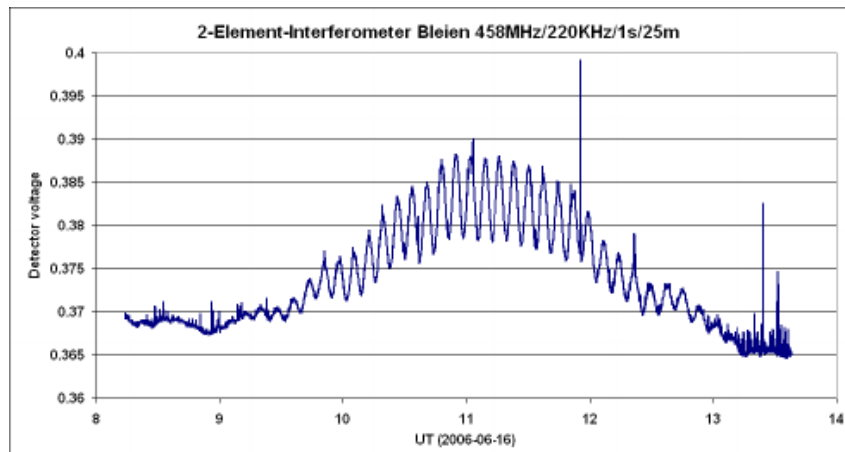


Figura 32: Franjas provocadas por la interferencia luego de una observación del Sol en 458.71 MHz con un interferómetro de línea de base 25 m. Imagen tomada de [Monstein and Meyer \(2006\)](#).

así (Ecuación 71):

$$P_{cielofrio} = Gk\Delta\nu T_{sys} \quad (101)$$

La potencia cuando se apunta al Sol P_{sol} :

$$P_{sol} = Gk\Delta\nu T_{sys} + G\Delta\nu S_{\nu} A_{eff} L \quad (102)$$

donde $\Delta\nu S_{\nu} A_{eff} L$ es la potencia de la radiación solar, y L es un factor de corrección del tamaño del lóbulo principal. Podemos reemplazar A_{eff} a partir de la relación 34. Cuando se mide una fuente en radio, para obtener toda la potencia emitida, se debe tener en cuenta si la radiación es polarizada (por ejemplo tiene polarización lineal, circular, etcétera) o no. En este último caso, para medir toda la potencia, debería medirse con dos antenas polarizadas en direcciones opuestas por ejemplo, que en términos de dipolos resultaría en dos dipolos perpendiculares entre sí. Para el caso de la radiación del Sol, que es no

polarizada, se mide en solo una dirección con un dipolo. Por lo tanto solo se mide la mitad de la potencia emitida, o una sola polarización. Por lo tanto se tiene para el Sol:

$$P_{sol} = Gk\Delta\nu T_{sys} + G\Delta\nu \frac{S_{\nu sol}}{2} A_{eff} L \quad (103)$$

Reemplazándolas en la expresión del factor Y:

$$Y = \frac{P_{sol}}{P_{cielofrio}} = \frac{Gk\Delta\nu T_{sys} + G\Delta\nu (S_{\nu sol}/2) A_{eff} L}{Gk\Delta\nu T_{sys}} \quad (104)$$

$$Y = 1 + \frac{F_{sol} A_{eff} L}{2kT_{sys}} \quad (105)$$

$$Y = 1 + \frac{F_{sol} \lambda^2 G_{max} L}{8\pi k T_{sys}} \quad (106)$$

Y por último obtenemos la expresión para G/T_{sys} dándonos la figura de mérito:

$$\frac{G}{T_{sys}} = \frac{8\pi k}{S_{\nu sol} L \lambda^2} (Y - 1) \quad (107)$$

El factor de corrección para el lóbulo principal se expresa por:

$$L = 1 + 0.38 \left(\frac{\theta_{sol}}{\theta} \right)^2 \quad (108)$$

donde θ_{sol} es el diámetro angular del Sol para la frecuencia en la que se lo observa y θ es el ancho del lóbulo para 3 dB para dicha frecuencia. El diámetro del Sol para 400 MHz es de 0.7° , para 1420MHz es de 0.6° , para 610 MHz va a tener un valor intermedio que, frente al ancho del lóbulo para 3dB de un dipolo de media onda, 78° , resulta en que el factor de corrección sea 1, ya que en este caso el segundo término del segundo miembro de la Ecuación 108 es despreciable. Así, la figura de mérito resulta:

$$\frac{G}{T_{sys}} = \frac{8\pi k}{S_{\nu sol} \lambda^2} (Y - 1) \quad (109)$$

El único factor que nos falta determinar para obtener la figura de mérito, es S_{ν} , que como se indica en [Cakaj et al. \(2005\)](#), y como mostramos en la Tabla 3 se puede obtener a partir de los datos del Learmonth Observatory, extraídos del *Space Weather Services - Bureau of Meteorology*. Esto nos permite, midiendo las potencias que conforman el factor Y (P_{sol} y $P_{cielofrio}$) obtener una calibración del instrumento.

5.1 Metodología

Los pasos a seguir para poder obtener P_{sol} y $P_{cielofrio}$ se tuvieron que plantear para la antena con la que se trabajó. Un dipolo de media onda como hemos mencionado previa-

mente, no tiene prácticamente directividad y esto queda claro al ver su FWHM típico (78°), por lo cual dentro de esos 78° mide todas las fuentes que queden adentro, sin poder discernir entre ellas. Además, no se cuenta con un dispositivo de seguimiento por lo que la antena es fija. Incluso si se lo tuviera, esto no tendría mucho sentido porque un dipolo, como mencionamos en la Sección (3.3), no distingue de donde proviene la potencia.

Así pues si el Sol está por encima del horizonte, la única manera de medir alguna diferencia es la orientación del dipolo, cambiando de manera infinitesimal la cantidad de potencia que mide. Para lograr esa variación, cuando se quiere medir al Sol, se orienta la antena en la dirección de la eclíptica hacia el norte, de manera tal que el lóbulo de 78° este correctamente orientado. Esto nos limita a la hora de poder hacer las mediciones de la fuente 'caliente' y la 'fría'. Como dijimos, si el Sol está por encima del horizonte, el dipolo va a medir radiación proveniente de este, sin importar hacia donde se lo apunte. Entonces, ¿cómo medimos la fuente 'fría'? La manera para medir la fuente fría, es hacerlo antes de que amanezca y después de que se ponga el Sol, teniendo por lo menos dos mediciones de la fuente fría para un día.

La metodología a seguir es la siguiente:

- Medir una potencia para el cielo sin fuente, y por lo tanto la fuente de ruido 'fría'
- Medir la potencia que emite el Sol, considerándolo como la fuente de ruido 'caliente'

Como se estarían midiendo en ambos casos las contribuciones de todo el sistema, incluida la antena, si restamos a la potencia del Sol la medida para el cielo sin fuente, deberíamos obtener la señal que se correspondería a la potencia proveniente del Sol. Como hemos desarrollado en la sub-sección (4.1), sería la contribución del Sol Quieto, y de desarrollarse algún evento de actividad solar que se evidencie, debería aumentar la potencia respecto a la media. Los días de mediciones en los que hubo actividad solar, se encuentran listados en la Tabla 2.

Como ya se mencionó, se llevaron a cabo dos bloques de medición distintos, el primero llevado a cabo entre el 18 de Marzo de 2019 y el 16 de Mayo del mismo año, y el otro entre el 15 de Enero y el 24 de Febrero de 2020. Estos dos bloques se corresponden a sistemas de recepción distintos, el primero se describirá a continuación en el capítulo 6, y el segundo en el capítulo 7. Cada uno de estos capítulos describirá las características de cada bloque, el procesamiento y análisis, así como se concluirá con los resultados.

6 Bloque de mediciones I

Para estas mediciones, el sistema de recepción y la antena con la que se contaba fueron facilitados por el Ingeniero Giovanola. Estos consistieron en:

- Antena dipolar de longitud $0.455\lambda = 22.37$ cm con un reflector de parrilla semi parabólico
- Sistema de recepción: sintonizador de TV comercial sintonizado con un microcontrolador. Este tiene en su interior un amplificador de RF, un mezclador, y un amplificador de frecuencia intermedia, con FI=45.75 MHz y un ancho de banda BW=7 MHz.
- Sistema de adquisición de los datos: un osciloscopio con almacenamiento digital.

Parte de estos elementos, fueron utilizados en [Romero \(2014\)](#), sin embargo, dicho trabajo especial se centró en desarrollar un banco de memoria que no pudo ser utilizado para este trabajo. Por esto, como método de adquisición de los datos, se utilizó el osciloscopio Gwinstek GDS-1102-A-U.



Figura 33: Dipolo con su reflector en la terraza del IATE.

Como el objetivo es obtener potencias para dos fuentes distintas, la idea es centrarnos en dichas señales, considerando el sistema receptor como una caja negra. El dipolo se conectaba al sistema receptor por medio de un cable coaxial de 75Ω , de unos 5 metros. La antena estaba ubicada en la terraza del IATE (Instituto de Astronomía Teórica y Experimental), y como se mencionó antes, estaba inclinada en dirección de la eclíptica hacia el Norte, orientando de esta forma el máximo de sensibilidad del patrón hacia el recorrido que hace el Sol durante el día.



Figura 34: a) Sistema de recepción, b) Sistema de adquisición de datos, el osciloscopio.

El osciloscopio tenía como función convertir la señal analógica a una señal digital. Dicho voltaje medido, se almacenaba en una memoria externa en formato de archivo .csv. La señal esperada, traducida a 45,7 MHz, se almacenaba con un muestreo cada 1 ps (10^{-9} s). Con esta cadencia de muestreo, se tomaban 4000 pares $(t, V(t))$ durante un intervalo total de 4 μ s. El tiempo entre grabación de archivos era de 30 s. Durante los días de observación, se almacenaban entre 5 y 7 horas de medición, lo que se traducía en un total de 600-840 archivos .csv por día de observación (~ 60 MB).

El teorema del muestreo establece que si tenemos una señal $x(t)$ de banda limitada con su Transformada de Fourier $X(\omega) = 0$ para $|\omega| > \omega_M$, con ω_M la frecuencia de la señal de interés, tenemos que esta señal está unívocamente determinada por sus muestras $x(nT)$, con $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, si $\omega_S > 2\omega_M$ con $\omega_S = 2\pi/T$, T siendo el tiempo entre cada muestra que se toma. La idea detrás de esto se ilustra en la Figura 35.

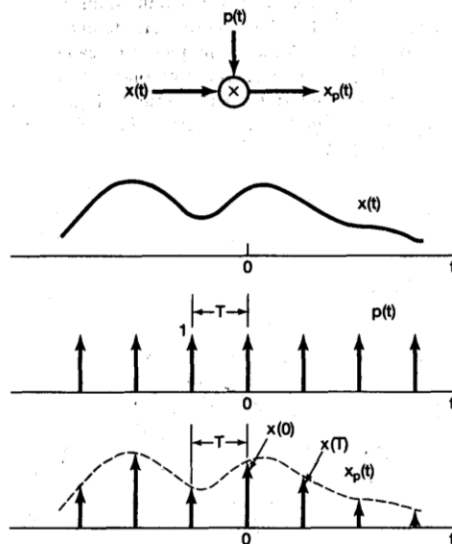


Figura 35: Modulación de amplitud de pulsos con un tren de impulsos. Los impulsos indican la cadencia a la cual se muestrea la señal de interés. Imagen tomada de [Oppenheim and Willsky \(1998\)](#).

En nuestro caso tenemos que $\omega_M = 2\pi\nu_M = 2\pi 45.75\text{MHz}$, $T = 10^{-9}\text{s}$, por lo que $\omega_S = 2\pi/T = 2\pi 10^9\text{Hz} = 2\pi 10^3\text{MHz}$, por lo tanto se cumple el criterio de que $\omega_S > 2\omega_M$.

La señal con la que se trabaja es de banda limitada (condición que establece el teorema a cumplir) definida por el sintonizador de TV de 7MHz. Podemos definir también la resolución en frecuencia, que determina la menor frecuencia que se tiene, cuando $T = 4\mu s$. En este caso $\omega_S = 2\pi 250\text{kHz}$, lo que determina que si hay alguna frecuencia menor a 250 kHz, no podemos notar dicha señal.

Las mediciones se planearon para que una vez corroborado que el sistema estaba obteniendo una señal en 47.5 MHz, se hicieron mediciones desde al menos el mediodía hasta el atardecer, para ver la mitad de la Figura 36. Una vez chequeado que el sistema estaba midiendo, se llevarían a cabo observaciones desde antes del amanecer hasta después del atardecer. Lo que se esperaba observar era un aumento en la potencia (el voltaje) al amanecer, y luego una caída nuevamente en la potencia (el voltaje) al ocultarse el Sol. Esto está representado en la Figura 36, y también se observa en la medición del patrón de franjas hecha por [Monstein and Meyer \(2006\)](#) (Figura 31). Deberíamos ver este aumento (o disminución) por lo tanto en función del tiempo.

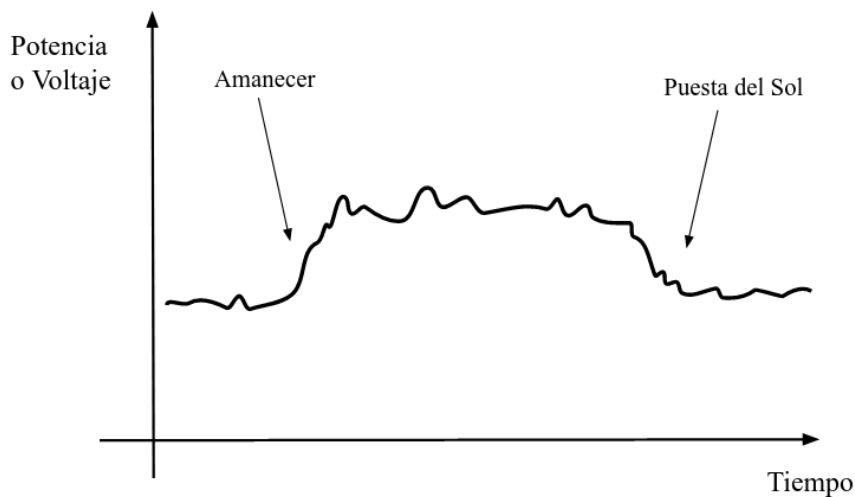


Figura 36: Variación de la potencia (voltaje) esperada al pasar el Sol por el cielo.

6.1 Procesamiento de los datos

Como se mencionó, lo que obtenemos con este sistema de recepción, es el voltaje que mide el osciloscopio en los terminales de salida de la señal. La señal del Sol se encuentra transformada a una frecuencia intermedia (FI) de 45.7 MHz. La señal de salida del osciloscopio es una señal ruidosa, que tiene dentro del ruido la señal deseada. Por esto queremos quedarnos solamente con la señal provocada por el Sol y no al resto del ruido. Para poder realizar este análisis y obtener la señal del Sol en 45.7 MHz, tenemos que hacer la transformada de Fourier del voltaje $V(t)$, y filtrar las contribuciones que estén

por fuera de 45.7 ± 3.5 MHz¹¹. Una vez filtrada la señal que queremos, lo siguiente a hacer es integrar la potencia de manera de disminuir el rms, como queda indicado en las Ecuaciones 83 y 84.

Día	Cantidad de archivos	Tiempo total de medición
18/03/19	601	5 h 30 m
19/03/19	720	6 h
20/03/19	720	6 h
21/03/19	720	6 h
22/03/19	840	7 h
26/03/19	1000	8 h 20 m
28/03/19	290	2 h 25 m
03/04/19	290	2 h 25 m
04/04/19	720	6 h
08/04/19	464	3 h 52 m
09/04/19	720	6 h
10/04/19	108	54 m
16/04/19	360	3 h
17/04/19	600	5 h
03/05/19	600	5 h
16/05/19	721	6 h 30 m

Tabla 4: Descripción de la cantidad de datos por día de observación para el primer bloque de mediciones.

Para todo el manejo de los datos, se ha desarrollado un programa propio en Jupyter¹². Este se encarga de extraer los datos de cada archivo .csv (tenemos uno por cada $4\mu s$ de medición), visualizar el voltaje, y la parte crucial de este programa, realizar la Transformada de Fourier para poder analizar el funcionamiento del sistema al evidenciarse o no la señal centrada en 45.7 MHz.

La cantidad de archivos .csv que se obtuvieron por día, depende directamente de la cantidad de horas que se midió. Esto se describe en la Tabla 4.

Para cada uno de los archivos tenemos los valores de voltaje que se midieron a lo largo de $4\mu s$, con una distancia temporal entre sí de 30 segundos (Figuras 37 y 38). Cuando se visualizan todos los datos consecutivos, el intervalo entre cada medición deja de visualizarse por la gran densidad de mediciones que se tienen (Figura 39). Sin embargo, a la hora de obtener la Transformada de Fourier, esta se tiene que calcular por intervalo de $4\mu s$, porque solamente en este intervalo es que el teorema de muestreo nos asegura que debería verse la señal.

El cálculo de la transformada de Fourier se hace por medio de la *Transformada de*

¹¹El sintonizador de TV es el elemento que define la FI de 45.7 MHz al hacer una conversión a frecuencias más bajas de la señal de entrada, y además le define un ancho de banda a dicha conversión de 7 MHz. Debido a esto, la señal de entrada al sintonizador, debería de aparecer en la salida entre 42.2 MHz y 49.2 MHz.

¹²Es un proyecto que facilita la programación en python, <https://jupyter.org/>

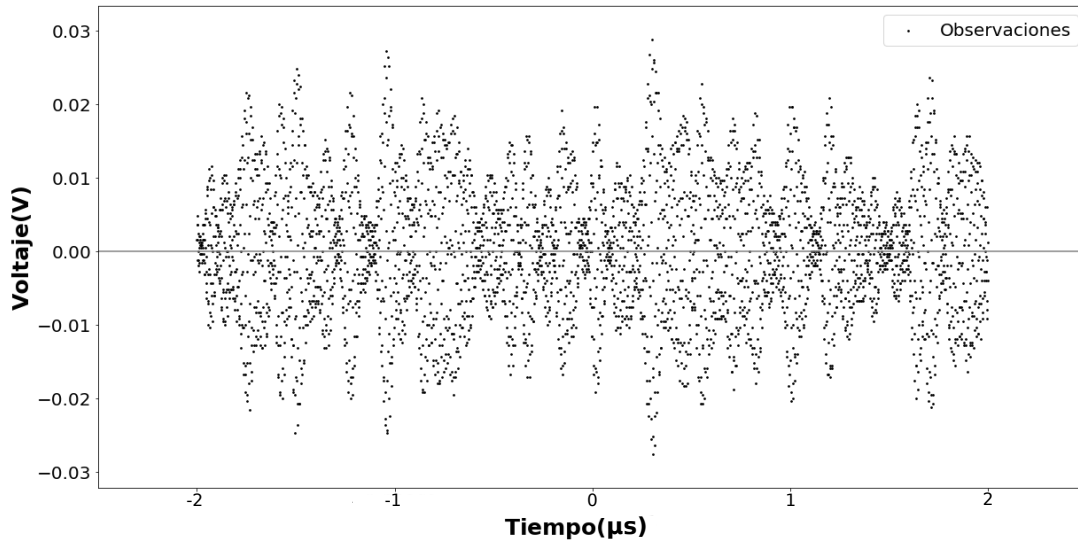


Figura 37: Un solo archivo .csv del día 16/05/2019.

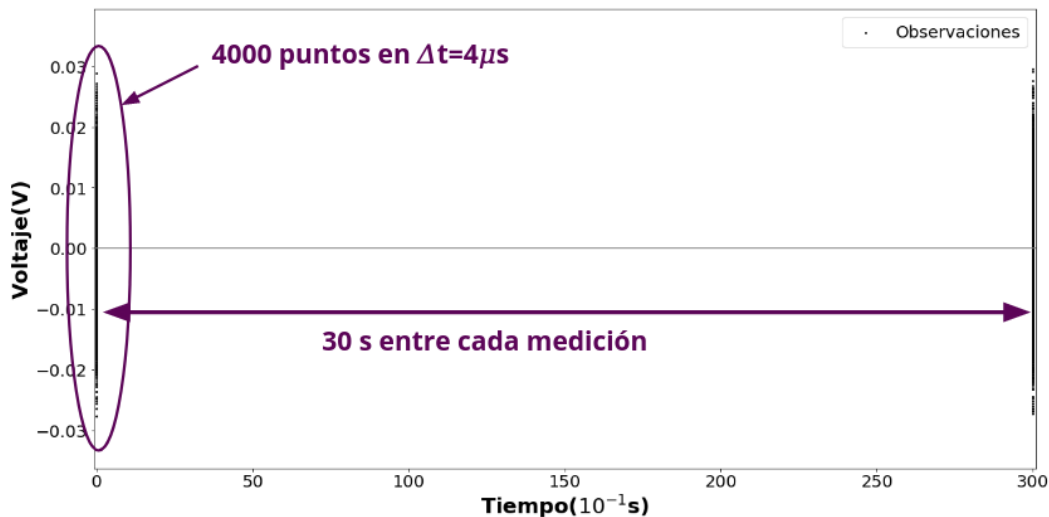


Figura 38: Dos archivos consecutivos del día 16/05/2019, tomados con 30 segundos de diferencia.

Fourier rápida o FFT (por sus siglas en inglés, *Fast Fourier Transform*). Para calcularla se utilizó la función `numpy.fft.fft`¹³. En la Figura 40 se muestra el espectro de frecuencias que se obtiene al realizar esta operación. En dicha figura se identifica por ejemplo un pico en el valor de la FFT alrededor de los 100 MHz. Esta contribución se asocia a las frecuencias de emisión de las FM, por lo que se ha indicado la frecuencia central del rango de emisión de FM con la línea vertical verde. La línea vertical violeta, indica la frecuencia central del sistema de recepción, ie, 45.7 MHz. Alrededor de dicha frecuencia es que se esperaba obtener la señal sintonizada.

Una vez que se obtiene la señal centrada en 45.7 MHz, para integrar el voltaje, y por lo tanto la potencia, queremos solamente tener en cuenta la contribución de la señal deseada.

¹³*Numpy* es una biblioteca de Python que contiene una gran cantidad de herramientas numéricas, entre ellas para calcular transformadas de Fourier. <https://numpy.org/>

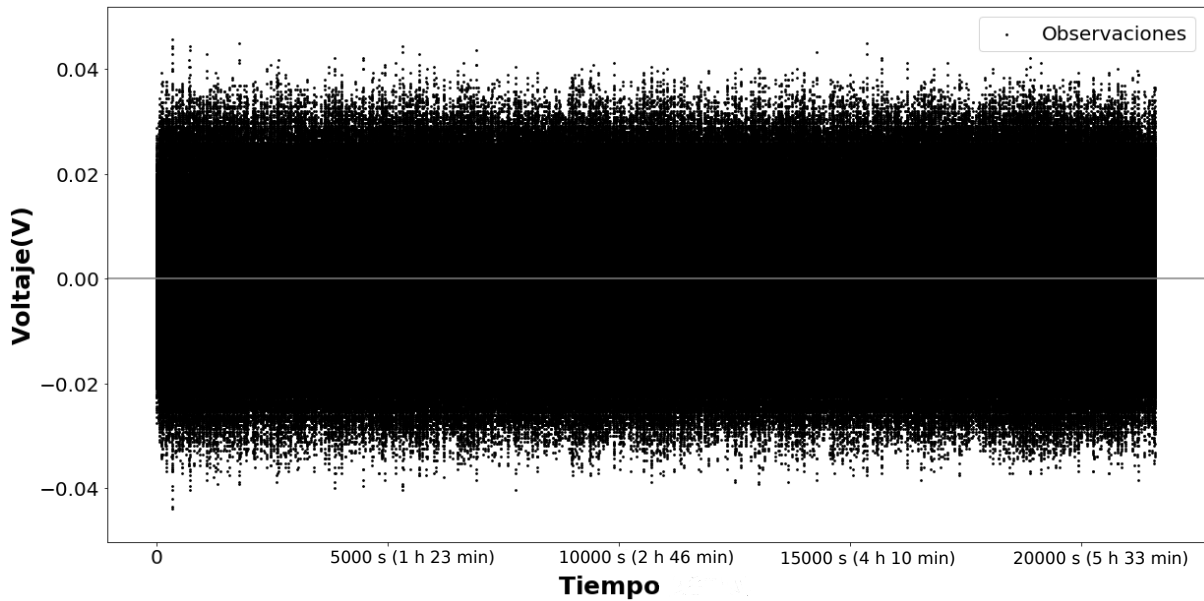


Figura 39: Todos los archivos consecutivos del día 16/05/2019.

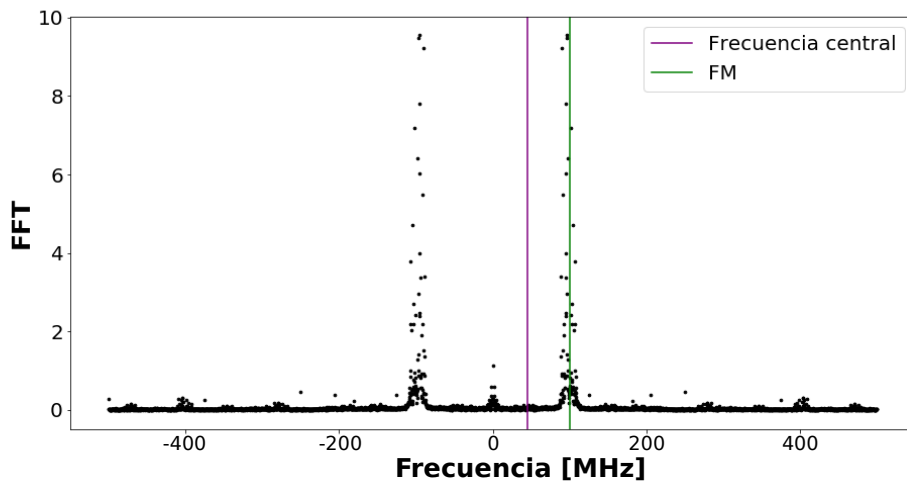


Figura 40: FFT para un archivo correspondiente al día 16/05/2019. En el eje horizontal tenemos los valores de frecuencia expresados en MHz. La línea vertical violeta marca la FI de 45.7 MHz y la línea vertical verde está en 100 MHz, que es una frecuencia conocida cotidianamente porque alrededor de esta se sintonizan las radios.

Como se visualiza en la Figura 40, existen contribuciones no deseadas en el espectro de frecuencias, por lo que para poder hacer la integración correcta de potencia, tenemos que deshacernos de estas. Una manera simple de lograr esto es con un filtro. El filtro con el que se propuso realizar este filtrado digital, es con un filtro Butterworth.

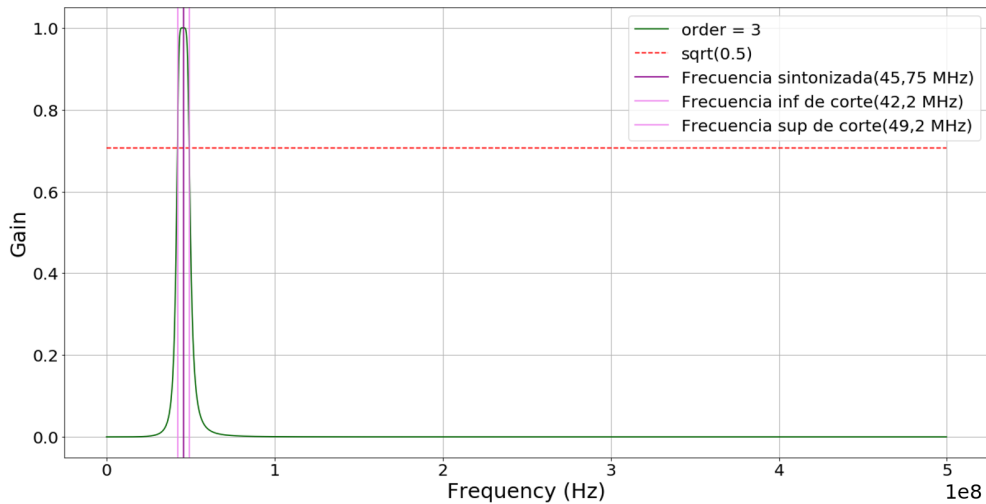


Figura 41: Espectro de frecuencia para la ganancia del filtro Butterworth centrado en 45.7 MHz, con un ancho de banda de MHz. La línea verde marca la respuesta del filtro de orden 3, las líneas rosa claro marcan las frecuencias de corte superior (49.2 MHz) e inferior (42.2 MHz) y la línea violeta central marca la frecuencia central del filtro (45.7 MHz). La línea roja punteada marca los valores de frecuencia para los cuales la ganancia toma el valor de $\sqrt{0.5}$, que define la banda de paso del filtro para valores de ganancia superiores a este.

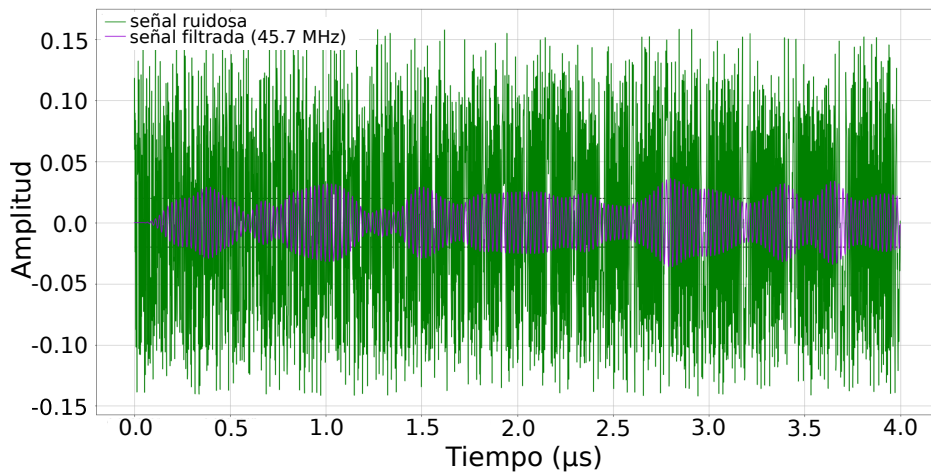


Figura 42: Prueba de una señal ruidosa luego de pasar por el filtro Butterworth. La señal ruidosa original se muestra en color verde, su forma funcional es la siguiente: $x(t) = 0.1\sin(2 \pi 10^8 t) + 0.01\cos(2 \pi 4 \cdot 10^8 t + 0.1) + 0.02\cos(2 \pi 45.7 \cdot 10^6 t) + 0.03\cos(2 \pi 2 \cdot 10^8 t)$. Una vez filtrada con el filtro Butterworth de orden 3 que se muestra en la Figura 41, se obtuvo como señal filtrada con una banda de paso entre 42.2 MHz y 49.2 MHz la señal representada en color violeta.

Un filtro Butterworth es un filtro electrónico de uso común, y los parámetros y circuitos para realizarlos de manera que tengan características específicas de banda de paso (entre otras) se encuentran disponibles con facilidad. Se dice que estos tienen una respuesta en frecuencia máxima plana. La función de transferencia del filtro tiene una potencia de ω (frecuencia) en su formulación: ω^{2n} . Es a esta n la cual se denomina como orden del filtro,

de acuerdo al orden varían los bordes de la banda de paso. Son muy utilizados debido a que tienen una respuesta máxima plana en la banda de paso a diferencia de otros filtros que poseen ripple en la banda de paso (Oppenheim and Willsky, 1998). Cómo actúa dicho filtro se representa en la Figura 41.

Para visualizar cómo funcionaría dicho filtro, se probó filtrando una señal ruidosa con la siguiente forma: $x(t) = 0.1\sin(2\pi \cdot 10^8 t) + 0.01\cos(2\pi \cdot 4 \cdot 10^8 t + 0.1) + 0.02\cos(2\pi \cdot 45.7 \cdot 10^6 t) + 0.03\cos(2\pi \cdot 2 \cdot 10^8 t)$. El resultado de la comparación entre la señal original y la señal filtrada se muestra en la Figura 42.

Antes de aplicar el filtro a las señales en voltajes, dado que la salida del filtro es algo ruidosa (como se muestra en la Figura 42) lo que se tiene que hacer es un análisis del espectro de frecuencia. En este espectro se verá la contribución de todas las señales que el sistema receptor percibe. De esta manera, lo que se busca es encontrar una señal distinguible en el rango (42.2 MHz, 49.2 MHz) la banda de frecuencias de salida del sintonizador de TV. En esta banda debería encontrarse la señal de 610 MHz proveniente del Sol convertida a frecuencias más bajas, como se mencionó previamente. Una vez que se verifica que se tiene una señal en dichas frecuencias, se procederá con el filtrado de la misma para luego volver al espacio de $V(t)$ con otra transformada de Fourier.

6.2 Resultados

Se realizaron varios tipos de pruebas para verificar que estaba funcionando el sistema:

- Ver si se observaba alguna señal en el rango 45.7 ± 3.5 MHz al tener la antena desconectada, y de esta manera distinguir qué señales entraban o no por la antena.
- Apuntar la antena hacia el Sur, posicionando en contraposición al Sol la dirección de máxima sensibilidad del dipolo, para tratar de detectar si variaba de alguna forma la medición. Esta variación no debería ser grande ya que si bien por el reflector el lóbulo (con forma característica de dona) del dipolo se ha de deformar un poco, el dipolo seguirá viendo el Sol se lo apunte al Sur, al Norte, e incluso si no está orientado a la eclíptica. El por qué detrás de esta prueba se trata principalmente de detectar alguna diferencia, por pequeña que sea de lo que se estaba midiendo previamente. También, como se observaron interferencias en las mediciones, otra razón de cambiar la orientación de la antena es identificar si alguna de las direcciones (Norte o Sur) poseía mayor cantidad de interferencias.
- Cambiar la frecuencia de sintonización a algún canal de televisión para corroborar el correcto funcionamiento del sintonizador de TV.

El desarrollo del primer programa fue a partir de las mediciones del 18/03/19 y fue variando a medida que se fueron adquiriendo los datos. El análisis principal para determinar si se está observando el Sol, como dijimos antes, es comprobar que haya algún valor

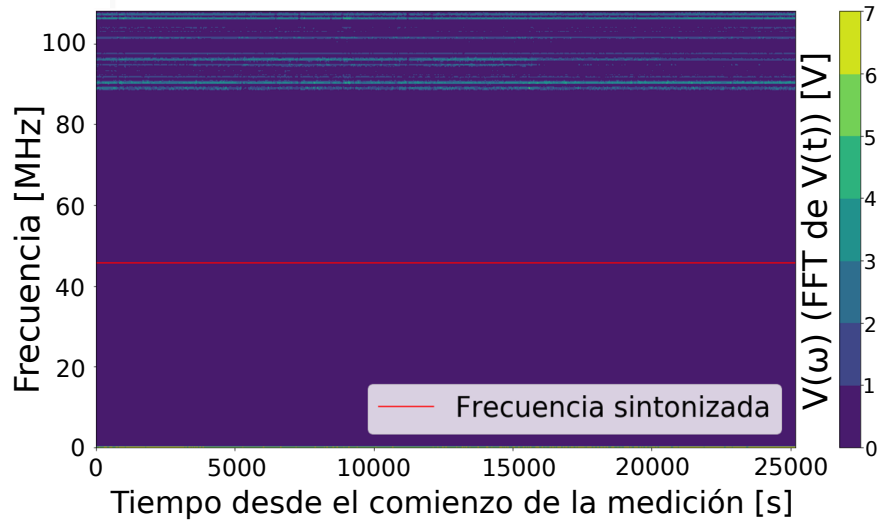
de potencia alrededor de los 45.7 MHz. Por esto, los gráficos que se analizan son en el espacio de frecuencia. Si bien la S/N debería aumentar al hacer integraciones durante un cierto Δt , el análisis se hizo considerando las FFT que se obtuvieron a partir del voltaje obtenido durante los $4\mu s$, porque allí debería encontrarse la señal. Las FFT se pueden visualizar de distintas maneras, desde gráficos 2D de (ν vs $FFT(\nu)$), a gráficos 3D (2D y una escala de colores) donde además vemos la evolución en el tiempo. La manera en que se visualiza más fácilmente, fue con archivos con extensión gif de los gráficos 2D mostrando como evolucionaba la señal en el tiempo. Como es incompatible dicha extensión con el formato pdf, recurriremos a los mapas 3D de la variación en el tiempo de la señal. Además se subieron los gifs a un directorio al cual se puede acceder fácilmente¹⁴.

A partir de la primer medición (18/03/19), se empezó a realizar el programa para analizar los datos. Los 4 días siguientes se siguieron tomando mediciones para seguir analizando la información. Sin embargo, esos 4 días no se obtuvo ninguna señal en el ancho de banda fijado por el sintonizador (42.2 a 49.2 MHz), así como tampoco el 26/03/19. Estos días sin mediciones se deben a que hubo un problema en el cable coaxial y se perdió toda la señal. Una vez que se corrigió esto, se volvió a medir a partir del 28/03/19 en adelante. Se obtuvieron unas mediciones para el 28/03/19 y el 03/04/19 que se van a discutir a continuación. El 04/04/2019 y el 08/04/19 los datos se grabaron en el modo equivocado por lo que no se obtuvieron los pares (t vs $V(t)$). El 09/04/19 y el 10/04/19 no se observó tampoco ninguna señal. A partir de estos resultados, se decidió llevar a cabo las pruebas que mencionamos inicialmente para verificar la correcta medición del dispositivo. El 16/04/19 se hizo la prueba midiendo sin la antena conectada. El 17/04/19 se ubicó la antena hacia el Sur. Y el 03/05/19 se sintonizó el canal 12 de televisión. Luego se midió nuevamente el día 16/05/19.

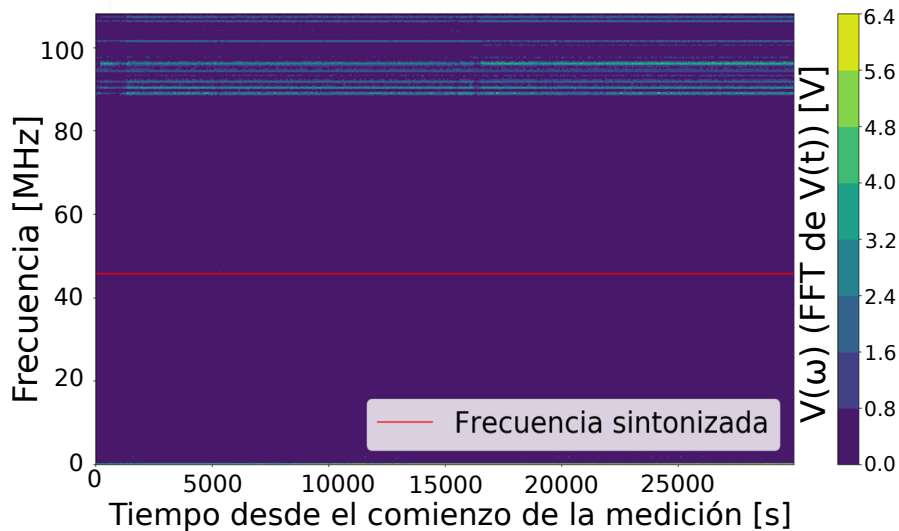
Ejemplo de lo que se observa los días 19 al 22 de marzo y el 26 de marzo de 2019 se ilustra en la Figura 43. En estos gráficos se evidencia cómo se analiza que no haya ninguna señal, ie, viendo que en ningún momento alrededor de la línea que se corresponde a la frecuencia sintonizada, 45.7 MHz, aparece un valor distinto en la escala de colores que no sea el violeta, este correspondiente a un valor nulo en la FFT, $V(\omega) = TF(V(t)) = 0$ V. Además, sí se observa la señal de las FM, esta toma valores de FFT entre 1 y 5 V a lo largo de toda la observación.

El primer día de medición, el 18/03/19, se analizó de manera errónea inicialmente, porque se calcularon todas las FFT para cada archivo de extensión csv, y se sumaron en el espacio de frecuencia. Eso conllevó a obtener como resultado preliminar una 'señal' alrededor de la banda sintonizada. La suma de todas las potencias equivaldría a tener un tiempo de integración total de 5h (Figura 44), siendo una manera incorrecta de intentar obtener la variación del Sol al pasar por el cielo. Al realizar el análisis correcto con un

¹⁴Los Gifs para días seleccionados a modo de ejemplo de lo que se visualizó se encuentran en el siguiente directorio de Google Drive, al cual se puede acceder directamente a través del siguiente enlace: <https://drive.google.com/drive/folders/1mLjfy0wZ6Y6W8ATPJBfVRXH95FYi7fnz?usp=sharing>



(a) 22 de Marzo de 2019



(b) 26 de Marzo de 2019

Figura 43: Mapas del espectro de frecuencias. En el eje vertical tenemos frecuencias desde 0 MHz hasta 110 MHz y en el eje horizontal tenemos el tiempo que paso desde que se comenzaron a grabar los datos. La escala de colores está indicando los valores de FFT que se obtuvieron al realizar la transformada. La línea horizontal roja está marcando donde está la frecuencia central de la banda sintonizada (45.7 MHz). Las líneas horizontales de color celeste entre 88 MHz y 110 MHz que muestran un valor de FFT no nulo (y por lo tanto representa que se midieron señales en esas frecuencias) se corresponden a las frecuencias de las FM como se visualizaba en la Figura 40.

mapa del espectro de frecuencia para ver las señales en distintas frecuencias y cómo varían, se observó el mismo mapa espectral que se obtiene para los días 28/03/19 y 03/04/19. En la Figura 45 se muestran los mapas de estos dos últimos días.

Estos tres días (18/03, 28/03 y 03/04 de 2019) se observó una señal no esperada. Dicha señal tenía un comportamiento atípico, ya que comenzaba siendo como un pulso alrededor

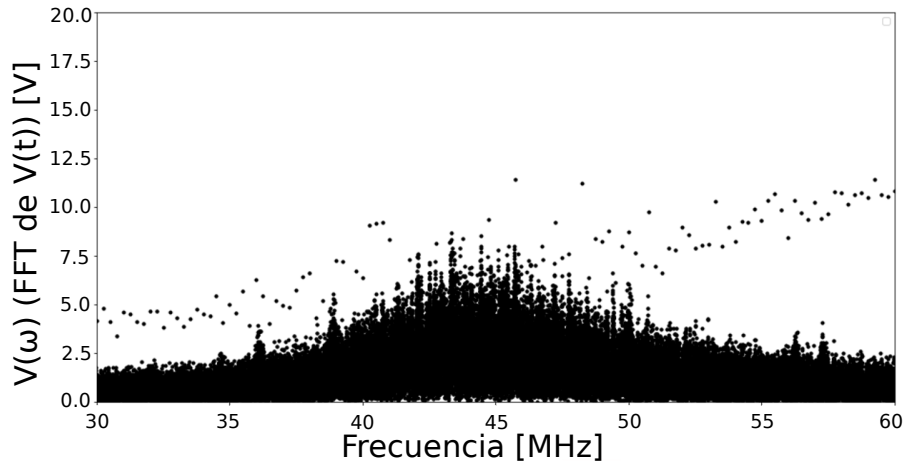
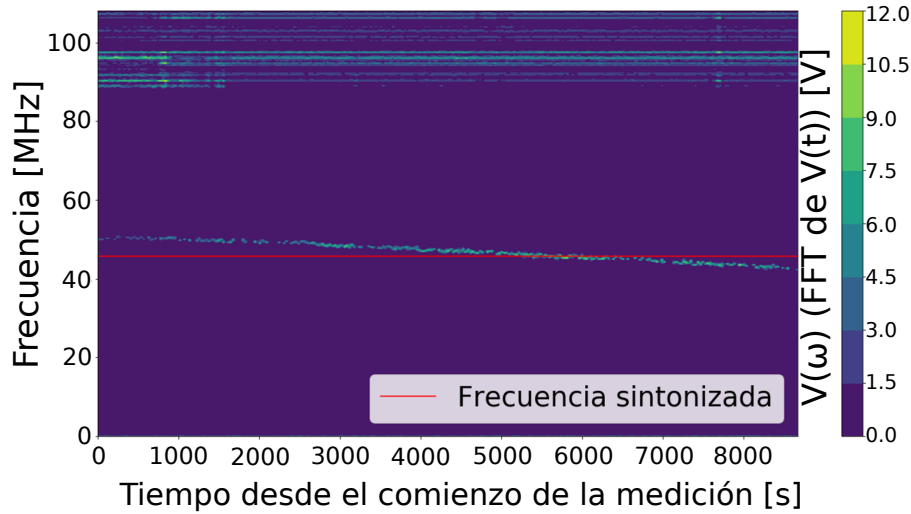


Figura 44: Ejemplo de un mal análisis de los datos realizado para el día 18/03/19. En el eje horizontal se tiene frecuencia, solamente en el rango alrededor de la banda sintonizada (42.2 a 49.2 MHz), y en el eje vertical se tiene la FFT del voltaje. Se muestra que para las frecuencias entre 40 a 50 MHz, parecería haber una señal por encima del ruido, la cual se produjo por un procesamiento incorrecto de los datos. Este gráfico es el resultado de haber sumado para cada frecuencia, los valores de FFT de cada archivo grabado de ese día. Lo que se quiere en realidad, es obtener una señal por encima del ruido para cada archivo csv si el Sol está por encima del horizonte, y una vez obtenida esta señal para cada archivo, antitransformar, y observar la variación que se muestra en la Figura 36.

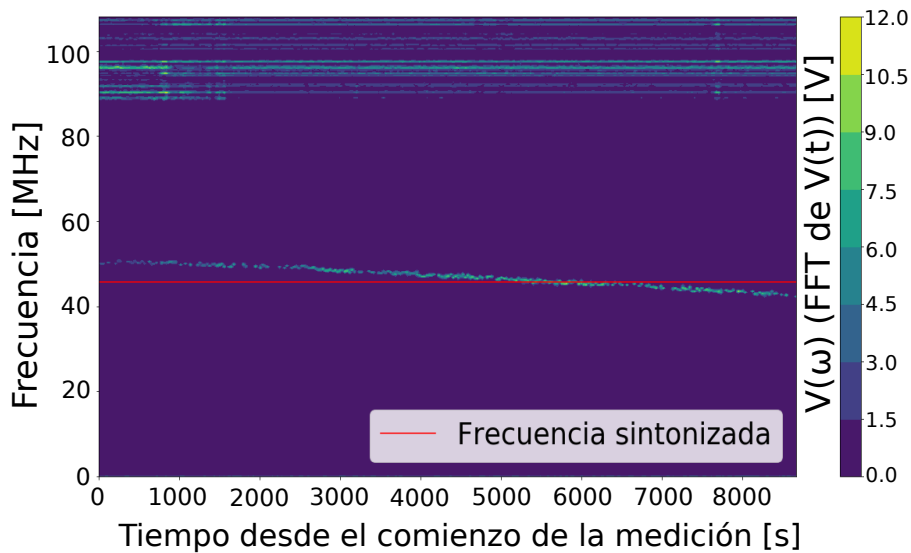
de los 50 MHz de una cierta amplitud. A medida que pasaban los segundos se iba moviendo lentamente hasta llegar a los 40 MHz aproximadamente. Por este comportamiento de variar su frecuencia con el tiempo, y por como se visualiza en los archivo gif, se denominó a esta señal como 'caminante'. En la Figura 45 se muestra este comportamiento en los mapas del espectro de frecuencia. Se ve como la señal no nula que comienza en 50 MHz, no se mantiene constante en frecuencia a mediar que va pasando el tiempo (nos movemos hacia derecha sobre el eje x). Esta señal tiene una pendiente negativa en este tipo de gráfico, marcando una disminución en el valor de frecuencia de la señal a medida que pasa el tiempo.

Esta variación se produce a lo largo de horas, pero se ve en los tres días, y solo dos tienen el mismo intervalo temporal (28/03 y el 03/04). En principio, el tipo de eventos que tienen variaciones temporales en horas son las tormentas de ruido (Tabla 1), porque los distintos tipos de *burst* tienen escalas temporales de minutos o segundos (Tabla 1) por lo que quedan descartados. De los tres días que se detectó, solamente uno tuvo eventos de actividad solar, esto nos lleva a concluir que estas señales 'caminantes' no se provocaron por emisión del Sol. Podemos considerar entonces, esta señal como una RFI que se introduce en el sistema antes del sintonizador, o en el mismo, porque se encuentra justo en el rango de frecuencias sintonizado. La características de cada día de medición están recompiladas en la Tabla 5.

Respecto a RFIs que se introducen en la medición, tenemos la de las radios FM que se visualizan en las Figuras 43 y 45. Estas se introducen después del sintonizador, porque



(a) 28 de Marzo de 2019



(b) 3 de Abril de 2019

Figura 45: Mapas del espectro de frecuencias. Los ejes representan lo mismo que en la Figura 43, y la frecuencia sintonizada es 45.7 MHz. En este caso se observa la variación en frecuencia a medida que va pasando el tiempo de la señal llamada 'caminante'. Se puede ver como al comienzo de la medición está aproximadamente en 50 MHz y hacia el fin de la medición hacia los 40 MHz. Las señales en la parte superior vuelven a corresponderse a FMs.

sino aparecerían en la banda de frecuencias sintonizadas. El lugar por donde se introducen no se identificó, simplemente al ver la señal, se llegó a la conclusión de que al no estar completamente aislado el sistema detector, cualquier señal podría ingresar por alguno de los componentes posterior al sintonizador.

Luego de observar el 'caminante' y de no tener señal los días siguientes a la última observación de este, siendo estos días el 09/04 y 10/04 del 2019 (sus mapas en frecuencia son idénticos a los que aparecen en la Figura 43), se realizaron las pruebas que mencionamos

Día	Medición	Horas total	Actividad solar	$S_{610 \text{ MHz}}$ [SFU]
18/03/19	Caminante	5h	B2.3	31 ± 4
19/03/19	Antena no midió	6h	–	27 ± 7
20/03/19	Antena no midió	6h	C4.8	sin datos
21/03/19	Antena no midió	6h	C5.3	28 ± 3
22/03/19	Antena no midió	7h	C4.8	35 ± 5
26/03/19	Antena no midió	8h 20 m	–	34 ± 2
28/03/19	Caminante	2h 25m	–	32 ± 3
03/04/19	Caminante	2h 25m	–	33 ± 3
04/04/19	Mal grabados	6h	–	33 ± 3
08/04/19	Mal grabados	3h 52 m	B5.6	30 ± 7
09/04/19	No aparece señal	6 h	B3.3	29 ± 3
10/04/19	No aparece señal	54 m	B2.1	29 ± 2
16/04/19	Sin la antena	3 h	–	28 ± 2
17/04/19	Antena al sur	5 h	–	33 ± 2
03/05/19	Canal 12	5 h	C1.0	34 ± 4
16/05/19	No aparece señal	6h 30 m	C2.0	37 ± 3

Tabla 5: Tipo de resultado de la medición para cada día que se midió y además la información complementaria de las Tablas 2 y 3. En la columna de 'Actividad Solar', en caso de que se haya registrado la presencia de actividad para un día de medición, se indica en esta columna a través del tipo de *flare* que se reportó.

inicialmente.

El 16/04/19 se hizo una medición sin la antena conectada al cable coaxial, pero el cable conectado al sistema receptor. No se obtuvo ningún resultado en la banda de frecuencias sintonizada como era de esperarse y se reproduce la misma figura que en la Figura 43, demostrando que no se detectó ninguna señal en la banda de frecuencias sintonizada.

Como se obtuvo lo esperado se procedió a realizar la siguiente prueba, la antena orientada hacia el sur. En este caso debería haberse detectado alguna señal del Sol, por lo que se explicó al inicio de la Subsección 6.2 de que la medición del dipolo cuando mucho debería variar levemente al orientarla hacia otra dirección. Sin embargo, este día tampoco se midió nada. Los gráficos correspondientes a este día se muestran en la 46, donde se puede iguales a los que se muestran en las Figuras 43 y 46, mostrando nuevamente la ausencia de señal en la banda sintonizada.

Ante esta falta de señal, se procedió a cambiar la frecuencia sintonizada a la correspondiente al canal 12 de TV, que se corresponde a 204-210 MHz. Esta observación se hizo a lo largo de 5 horas, y se muestran archivos a lo largo de la observación en la Figura 47. En dicha Figura, se puede ver que en la banda sintonizada hay una señal que tiene amplitudes comparables con la de la RFI de las FM, corroborando que el sintonizador estaba efectivamente detectando una señal en la banda de 204 a 210 MHz.

Este resultado motivó que se volviera a sintonizar la frecuencia elegida de 610 MHz y se realizó una nueva medición el día 16/05/19. Al igual que los días 09/04/19 y 10/04/19, no hubo ninguna señal. Ante esta falta de señal, se llegó a la conclusión de que había alguna falla en el sistema receptor de manera tal que por un lado las señales FM se introducían

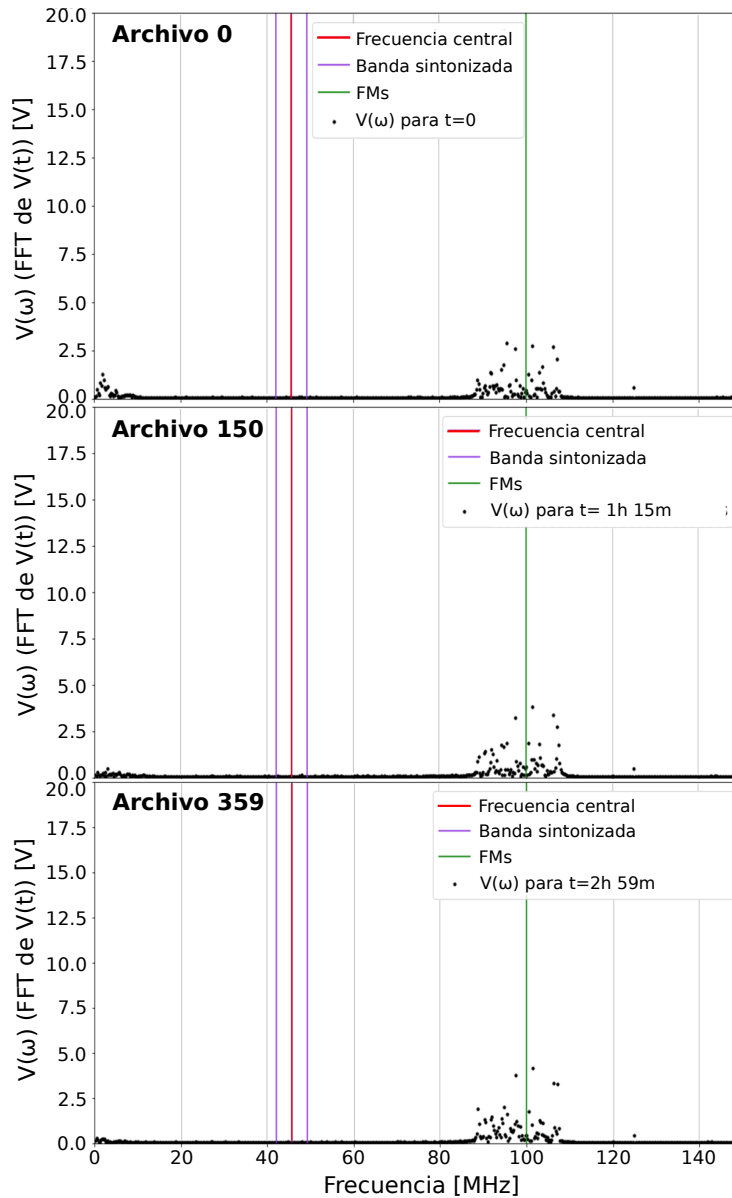


Figura 46: Gráficos 2D del espectro de frecuencia para el día 16/04/19, día que se midió sin conectar la antena. En el eje vertical se tiene la transformada de Fourier de $V(t)$ y en el horizontal la frecuencia en MHz. Con rojo está señalada la frecuencia central del receptor, las líneas verticales de color violeta marcan las frecuencias de corte de la banda sintonizada. Además en verde se señala la frecuencia de 100 MHz, alrededor de la cual se encuentra la RFI provocada por las FMs. Se muestran los espectros en frecuencia correspondientes al comienzo de la medición (panel superior, archivo 0), a la mitad (panel central, archivo 150) y al final de la misma (panel inferior, archivo 359). Para el primer archivo, se indica un tiempo $t = 0$, indicando el comienzo de la medición. Para el archivo 150, se marca que pasaron 1h y 15m desde que se comenzó a medir, y para el último archivo (el 359) se indica que transcurrieron 2h y 59m desde que inició la medición. Se puede ver que alrededor de las FMs sí hay una señal reconocible del ruido, pero en la banda sintonizada no se visualiza ninguna, lo cual se esperaba al no estar conectada la antena.

y con amplitudes significantes, y por otro, al sintonizar la frecuencia de observación no se detectaba ninguna señal.

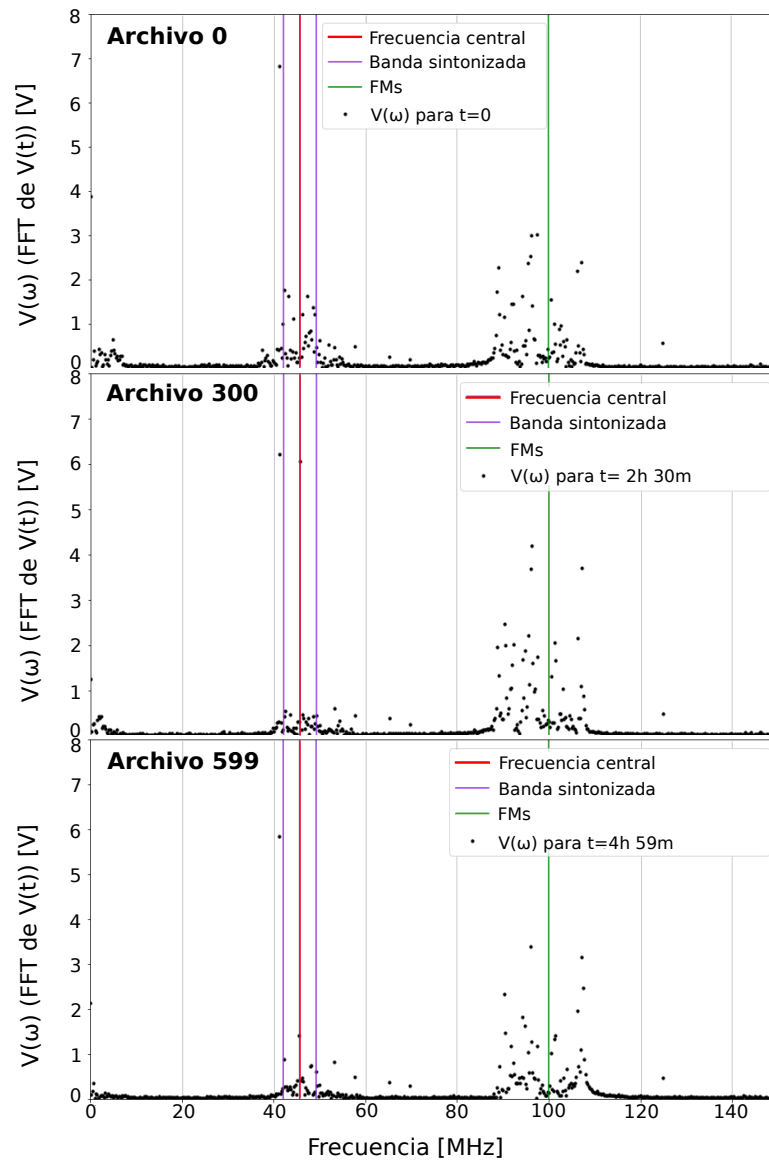


Figura 47: Gráficos 2D del espectro de frecuencia para el día 03/05/19, día que se sintonizó el canal 12 (204-210 MHz). En el eje vertical tenemos la transformada de Fourier de $V(t)$ y en el horizontal la frecuencia en MHz. Con rojo está señalada la frecuencia central del receptor, las líneas verticales de color violeta marcan las frecuencias de corte de la banda sintonizada. Además en verde se señala la frecuencia de 100 MHz, alrededor de la cual se encuentra la RFI provocada por las FMs. Se muestran los espectros en frecuencia correspondientes al comienzo de la medición (panel superior, archivo 0), a la mitad (panel central, archivo 300) y al final de la misma (panel inferior, archivo 599). Para el primer archivo, se indica un tiempo $t = 0$, indicando el comienzo de la medición. Para el archivo 30, se marca que pasaron 2h y 30m desde que se comenzó a medir, y para el último archivo (el 599) se indica que transcurrieron 4h y 59m desde que inició la medición. En estas figuras se puede ver que al igual que hay una señal distinguible provocada por la RFI de las FMs, también hay una señal distinguible en la banda sintonizada, tomando valores de FFT comparables con los de la RFI. Esta señal que tiene una intensidad similar a las de la RFI provocada por las FMs, se corresponde a la señal del canal 12 de TV, señal que se espera sea intensa.

Se realizó una visita al laboratorio de Resonancia Magnética de FaMAF (Facultad de Matemática, Astronomía, Física y Computación), y se pudo efectuar una prueba del sistema receptor, conectándolo a un generador de onda para verificar qué se observaba al introducir una señal de 610 MHz. Como resultado se observó, que sin haber encendido el generador de onda, el sistema estaba midiendo una señal. La fuente: los tubos fluorescentes del laboratorio, ya que al ser apagados la señal desapareció. La conclusión fue que el sistema estaba amplificando cualquier señal que se introducía luego del sintonizador. Debido a esto, había que trabajar en aislar el sistema receptor del exterior.

7 Bloque de mediciones II

Este segundo sistema de recepción se implementó posteriormente a la obtención de los resultados para el bloque de medición I, y tiene un contexto científico distinto. Surge en el marco del proyecto de Investigación y Desarrollo: '*Medición de Interferencias en Radio para Estudios a Alto Redshift*', financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología de la provincia de Córdoba (MinCyT-Cba). El mismo tiene como objetivo hacer un estudio en profundidad de sitios candidatos a ser lugares de instalación de una antena destinada a observar la señal de HI a redshift $z \sim 20$ (~ 75 MHz). Para estudiar la idoneidad de los sitios, se va a llevar a cabo un estudio de las RFI que se presenten en cada uno de estos, con una antena global, ie, una antena Yagi, que consiste en un dipolo y además un cierto número de reflectores por delante y atrás del mismo, lo que le da una cierta directividad (Figura 48).



Figura 48: Antena global a utilizar en el proyecto.

El diseño del sistema de recepción fue realizado por Guillermo M. Gancio, técnico principal del Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR), primero en el marco primero de una carta de intención entre instituciones (IATE-IAR), y posteriormente la realización de un convenio entre ambas. El sistema se diseñó para tener elementos de bajo costo, logrado esto por la simplicidad que tiene el mismo: además de la antena, cuenta solamente de dos elementos, un amplificador de bajo ruido (LNA SPF5189Z) y un RTL-SDR (Figura 49 y 50).

La ventaja de este diseño, es el elemento llamado RTL-SDR o RTL- *Software Defined Radio* (Radio Definida por Software). El mismo es una llave electrónica que puede usarse como un escáner en radiofrecuencias para recibir señales de radio. Reemplaza a gran parte del front-end y a todo el back-end en conjunto con software específicamente diseñado para este.

Usualmente componentes de radiofrecuencias como moduladores, demoduladores y sintonizadores, se implementan como componentes de hardware, el RTL-SDR reemplaza a estos como el único componente de hardware necesario en principio. Para este experimento por ejemplo se usó además un LNA. Los avances tecnológicos han revolucionado la forma en que se pueden adquirir datos en radiofrecuencias. En conjunto con los conversores

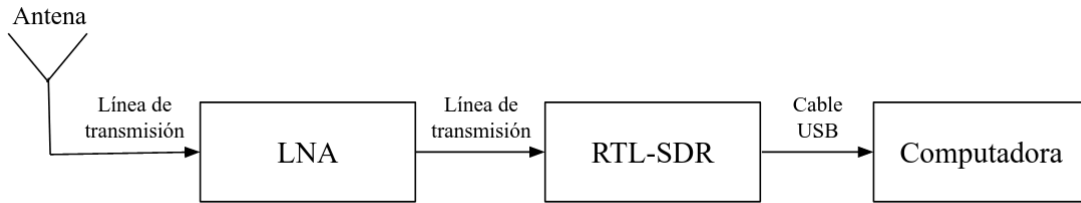


Figura 49: Diagrama del sistema de recepción destinado al proyecto de investigación y desarrollo. La señal ingresa al sistema a través de la antena. Luego por medio de una línea de transmisión (cable coaxial) se transmite hasta el amplificador de bajo ruido (LNA). Este la amplifica para luego enviarla por otro cable coaxial al RTL-SDR o radio definida por software. Este dispositivo es el que se encarga de sintonizar la señal a partir de configurarlo mediante software. Para esto, el RTL-SDR está conectado a una computadora por un cable USB.

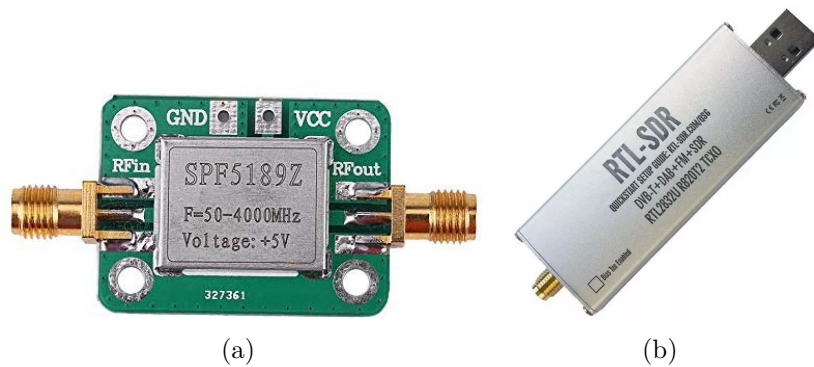


Figura 50: Los dos elementos del sistema receptor: a) el amplificador de bajo ruido (LNA), b) el RTL-SDR.

análogo-digital, permiten que la mayoría de los componentes de hardware mencionados se implementen como software. De esta manera, utilizar dispositivos como el RTL-SDR vuelve muy simple la instalación de sistemas de recepción y de adquisición de datos. Simplemente con conectar uno de estos dispositivos a la computadora por un puerto USB, usando alguno de los múltiples software que ofrecen los mismos desarrolladores del RTL-SDR o incluso de la comunidad, es posible empezar a recibir señales. Los distintos tipos de software disponibles se encuentran en la web oficial de RTL-SDR ¹⁵.

Ante la disponibilidad de dicho sistema, y el formar parte de dicho proyecto de investigación, resultó natural teniendo en cuenta los resultados del sistema receptor del bloque I, migrar hacia este nuevo sistema. Además, en el contexto del convenio entre instituciones, la autora de la tesina viajó a La Plata realizando una estadía de 4 días en el IAR, con el objetivo de familiarizarse con el sistema de recepción destinado al proyecto. Esta estadía se hizo bajo la supervisión de Guillermo M. Gancio. El segundo bloque de mediciones que se realizó fue reemplazando entonces el receptor del bloque I, por el sistema diagramado

¹⁵<https://www.rtl-sdr.com/>

en la Figura 49.

En esta estadía lo que se hizo fue ensamblar el sistema de recepción y caracterizarlo. Para ello se tuvo en cuenta las características de los elementos, que se pueden consultar en los *datasheets* (fichas técnicas) del LNA y del RTL-SDR V3 (Anexo B). En el *datasheet* del LNA se muestra la variación en frecuencia de la ganancia y de la Figura de ruido¹⁶(*Noise Figure*, NF). A partir de esta última se puede obtener la temperatura asociada a dicho elemento. El LNA y el RTL-SDR se encuentran conectados por un cable coaxial semi flexible de 50Ω de impedancia.

Características del LNA:

- La operación es en 5V con una corriente de 90mA
- La banda de frecuencias de operación es de 50 a 4000 MHz
- Ganancia de 19.6 dB a 0.8 GHz
- Figura de ruido 0.52 dB a 0.8 GHz y 0.55 dB a 0.9 Ghz

Características del RTL-SDR:

- La operación del RTL-SDR es a una corriente típica de 270-280mA
- La banda de frecuencias de operación es de 0.5 a 1766 MHz
- El valor de la ganancia es selectivo, teniendo un máximo aproximado de 50 dB
- Ancho de banda: hasta 2.4 MHz es estable
- Impedancia de 50Ω

Para caracterizar completamente el primer elemento del sistema, que como hemos visto antes es el más importante, se midió la respuesta de este en un analizador de redes de potencia. Dicho analizador de redes de potencia se encontraba dentro de una jaula de Faraday en el IAR (Figura 51).

La respuesta en frecuencia del LNA se visualiza en la Figura 52. De ella vemos que para 610 MHz tiene una ganancia aproximada de 20 dB.

Al medirlo en el analizador se observó que consume alrededor de 94 mA con un voltaje de entrada de 12 V. Este voltaje es distinto del que indicamos necesita el amplificador, porque a la entrada del voltaje se encuentra un estabilizador de tensión de manera tal que baja el valor de este a 5 V.

Una manera de medir solamente la respuesta del sistema (siendo esto la respuesta del LNA y el RTL-SDR), es conectando una carga resistiva en la entrada de este. De esta

¹⁶La Figura de ruido de un componente es una medida de la degradación de la relación señal/ruido (SNR), cuando el ruido en su entrada es el que corresponde a la temperatura estándar T_0 , normalmente 290 K.

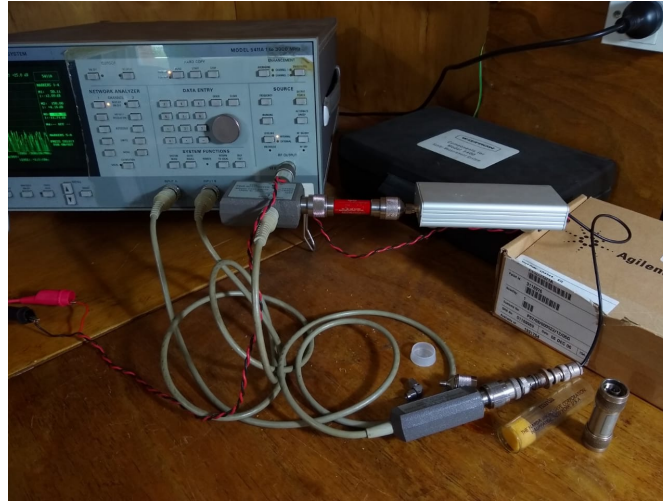


Figura 51: LNA conectado al analizador de redes para medir la respuesta del LNA en frecuencia.



Figura 52: Respuesta del LNA en frecuencia entre 30 MHz y 2000 MHz. Hay punteros en el gráfico que están indicando el valor en ganancia para 50 MHz, 286.97 MHz y 1420 MHz.

forma se obtiene la respuesta del mismo sin tener en cuenta la antena. Esta respuesta luego se sustrae a la señal que se tiene cuando la antena está conectada al sistema receptor, obteniendo de esta forma solo la respuesta de la antena, sin sistema receptor. Esto se puede hacer también solamente con el LNA y medir cómo responde éste solo. Para realizar este tipo de mediciones fue brindada en la estadía una carga de 50Ω . A la hora de medir la respuesta de la antena entonces, cada cierto intervalo de tiempo se mide el sistema solo durante unos minutos. Luego se vuelve a conectar la antena y se continúa con la medición.

A modo de hacer una estimación de la temperatura con la que contribuye el LNA, se hizo una extrapolación lineal del valor de la NF para 610 MHz. El valor obtenido fue de

0.28 dB. Para obtener la temperatura del LNA a partir de esta, recurrimos a [Gancio and Larrarte \(2012\)](#), que indica que se vinculan a través de la siguiente relación:

$$T_{LNA} = T_{amb}(10^{\frac{NF}{10}} - 1) \quad (110)$$

por lo que considerando una temperatura ambiente de 20°C (290 K), obtenemos una temperatura para el amplificador de $T_{LNA} = 32,4K$. Si consideramos que la temperatura de una parte sin fuente del cielo, a modo de ejemplo, es de 10 K (siendo mayor que la que se usa en el ejemplo de la página 135 de [Marr et al. \(2016\)](#)), y considerando que la contribución a la T_{sys} del RTL-SDR se puede descartar (debido a que el LNA es el primer componente, como se mencionó en la sub-sección 4.4.1 se vuelve el elemento crítico, por lo que al estimar la T_{sys} en general se descartan las contribuciones de los otros elementos), tenemos entonces que

$$T_{sys} = 32.4K + 10K = 42.4K \quad (111)$$

y si queremos obtener un valor para la temperatura mínima detectable, usando la Ecuación 83 para un tiempo de integración de 1 minuto y un ancho de banda de 8 MHz, tenemos lo siguiente:

$$T_{rms} = \frac{42.4K}{\sqrt{8MHz60s}} = \frac{42.4K}{\sqrt{480 \cdot 10^6}} = 0.0019K \quad (112)$$

por lo que si la temperatura asociada al Sol es del orden de los miles de grados, la señal ruido que se tiene será $S/N = 1000K/0.0019K = 536315$. Esto muestra que deberíamos ver sin ningún problema objetos radiantes con temperaturas de miles de grados. Incluso si consideramos que la temperatura de antena es mayor, pongamos de ejemplo que sea la misma que la temperatura ambiente, 290 K:

$$T_{sys} = 32.4K + 290K = 322.4K \quad (113)$$

y usando nuevamente la Ecuación 83 tenemos:

$$T_{rms} = \frac{322.4K}{\sqrt{8MHz60s}} = \frac{42.4K}{\sqrt{480 \cdot 10^6}} = 0.0147K \quad (114)$$

y con esta temperatura mínima, tenemos $S/N = 68027$. Por lo que con este análisis se concluye que debería de identificarse fácilmente la señal proveniente del Sol.

La estadía finalizó realizando pruebas de mediciones con una antena de bocina, para verificar efectivamente que el sistema midiera correctamente. La disposición del sistema se muestra en la Figura 53. La prueba para verificar el correcto funcionamiento fue apuntar la antena de bocina hacia el centro galáctico y sintonizar el RTL-SDR centrado en 1420.276 MHz, con el objetivo de ver la línea de HI de la galaxia. El software utilizado para la adquisición de datos del RTL-SDR fue el programa `rtl_power`¹⁷.

¹⁷En la lista de software para manejar un RTL-SDR, <https://www.rtl-sdr.com/big-list-rtl-sdr->



Figura 53: Disposición del sistema para medir HI galáctico. La medición se realizó en el predio del IAR que se encuentra alejado de las ciudades cercanas.

Con dicho programa especificamos el rango de frecuencia, la cadencia de muestreo en frecuencia o el ancho del canal, la ganancia que se desea asignarle al RTL-SDR y el tiempo de integración que se desea. Estipulamos un rango de 1419.5 MHz a 1421 MHz cada 5 kHz, una ganancia de 49 dB y un tiempo de integración de 1 m. Medimos primero la carga de 50Ω conectada al LNA y el RTL-SDR, luego el sistema receptor con la bocina.

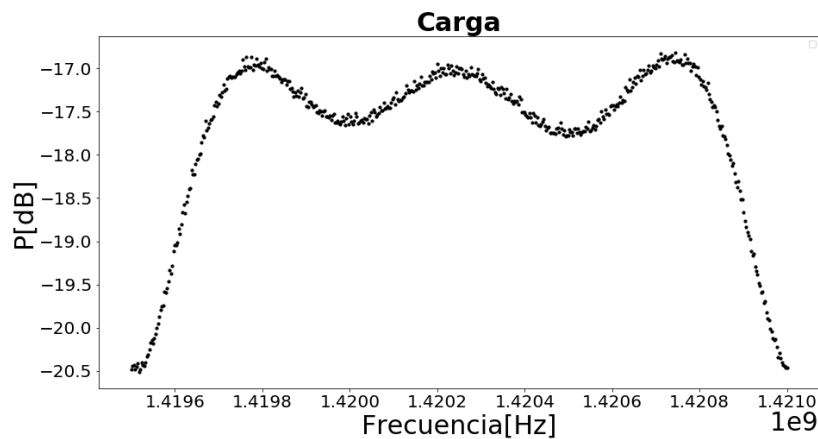


Figura 54: Potencia en dB en función de la frecuencia. Medición del sistema receptor a partir de la carga de 50Ω .

La Figura 54 muestra la respuesta del sistema receptor para el ancho de banda elegido. La Figura 55 muestra la recepción de la bocina para dichas frecuencias. Cuando a la bocina le sustraemos la contribución del sistema receptor, obtenemos la señal que queríamos. Como se ve hay un gran nivel de ruido y la señal no es demasiado intensa.

supported-software/, listan al *rtl_power*. En la página de este, <http://kmkeen.com/rtl-power/>, se encuentra un manual detallado sobre su manejo.

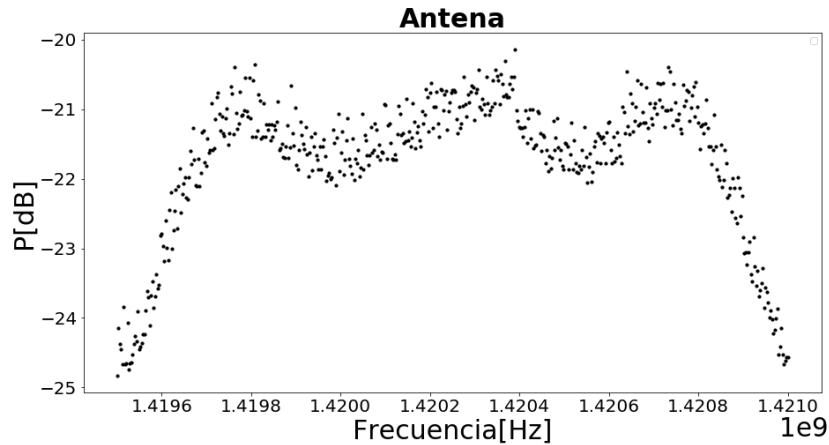


Figura 55: Potencia en dB en función de la frecuencia. Medición de la bocina y el sistema receptor.

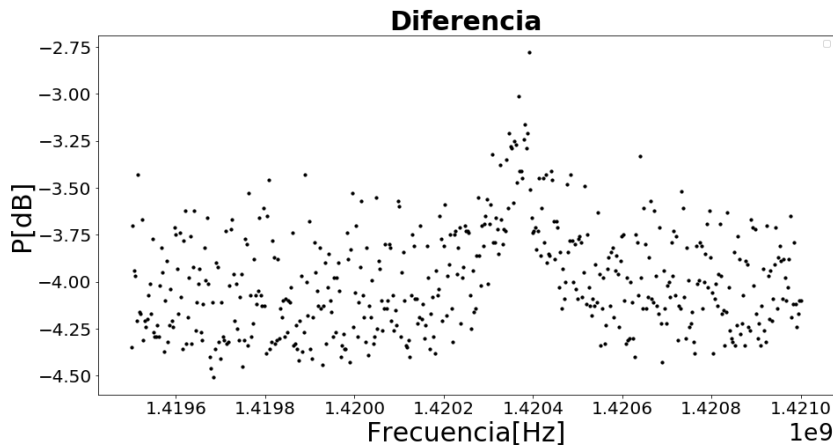


Figura 56: Potencia en dB en función de la frecuencia. Señal del HI centrada en 1420.276 MHz.

7.1 El dipolo

Como todos los elementos de este sistema receptor poseen una impedancia de 50Ω , el dipolo que se utilizó en el Bloque de mediciones I, que estaba hecho para estar conectado a un cable coaxial de impedancia 75Ω , no era el adecuado para el nuevo sistema. Se tuvo que diseñar un nuevo dipolo para que no se perdiera señal por las impedancias no adaptadas.

Para el diseño del dipolo para 610 MHz, después de varias consultas con personal del IAR, finalmente Julián Galván, Técnico Principal de dicho instituto, llevó a cabo un diseño simple de dipolo de media onda para dicha frecuencia. Además nos facilitó una simulación de dicho dipolo con la semi-parábola reflectiva, de manera de tener una simulación del patrón de radiación de ambos.

Las dimensiones del dipolo se diseñaron específicamente para tener una impedancia de 50Ω . En general para que los dipolos sean resonantes o puramente resistivos, ie, no tengan componente imaginaria en sus impedancias, se construyen de un largo un poco menor o

un poco mayor a media longitud onda. La resonancia asociada a un largo total del dipolo de $\lambda/2$ se corresponde a la primer resonancia, y se designa como R_1 , Kraus and Marhefka (2002). Las medidas típicas para tener R_1 entonces son entre 0.4λ , 0.42λ , dependiendo del diseño. El diseño realizado se muestra en la Figura 57. Cómo puede verse, el largo del dipolo es de 19.43 cm, siendo que $0.5\lambda = 24.59$, por lo que el factor de λ que se usó para este diseño es ligeramente menor a 0.4λ , siendo 0.395λ . Luego, teniendo en cuenta el reflector con el que ya se contaba, se hizo un diseño de dicho reflector pero indicando la altura a la que se debe encontrar el dipolo (Figura 58).

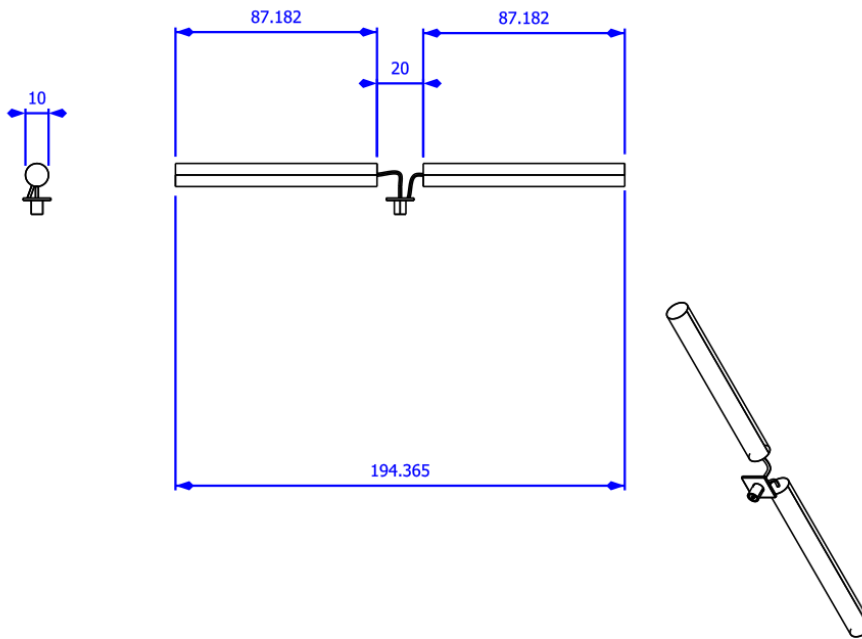


Figura 57: Diseño realizado para un dipolo de media onda en 610 MHz de impedancia de 50Ω , las medidas están en mm. Crédito de Julián Galván.

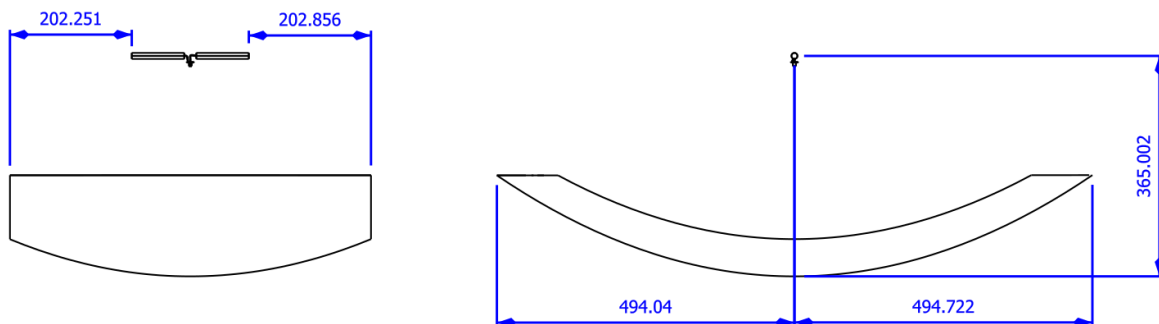


Figura 58: Diseño del reflector, lo principal de este diseño es la altura a la que se debe encontrar el dipolo, las medidas están en mm. Crédito de Julián Galván.

Los patrones de radiación que se corresponden al dipolo solo y al dipolo con el reflector, se ilustran en las Figuras 59 y 60. En ambas figuras la ganancia se encuentra expresada

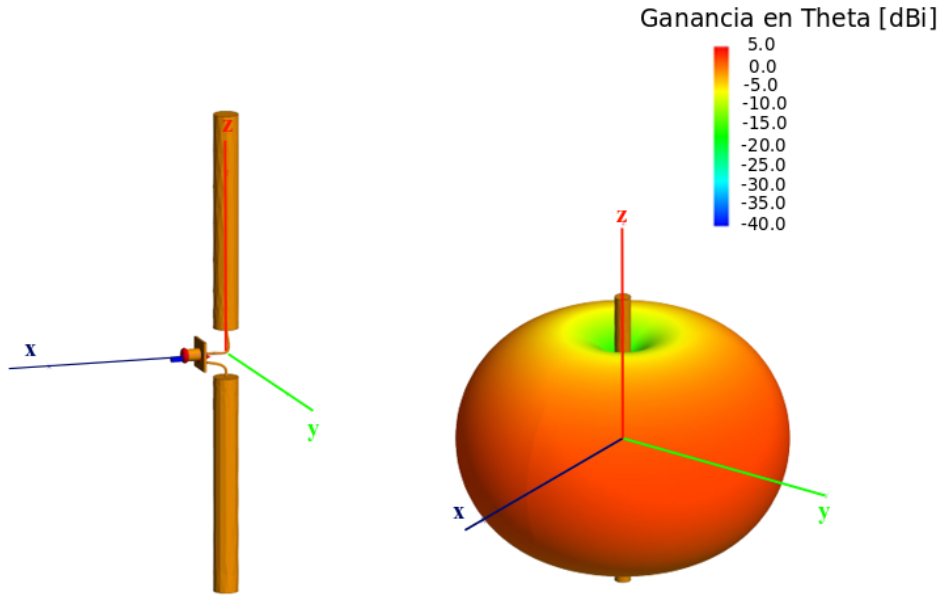


Figura 59: Diseño del dipolo y su patrón de radiación con los distintos valores de ganancias indicados por la escala de colores. Crédito de Julián Galván.

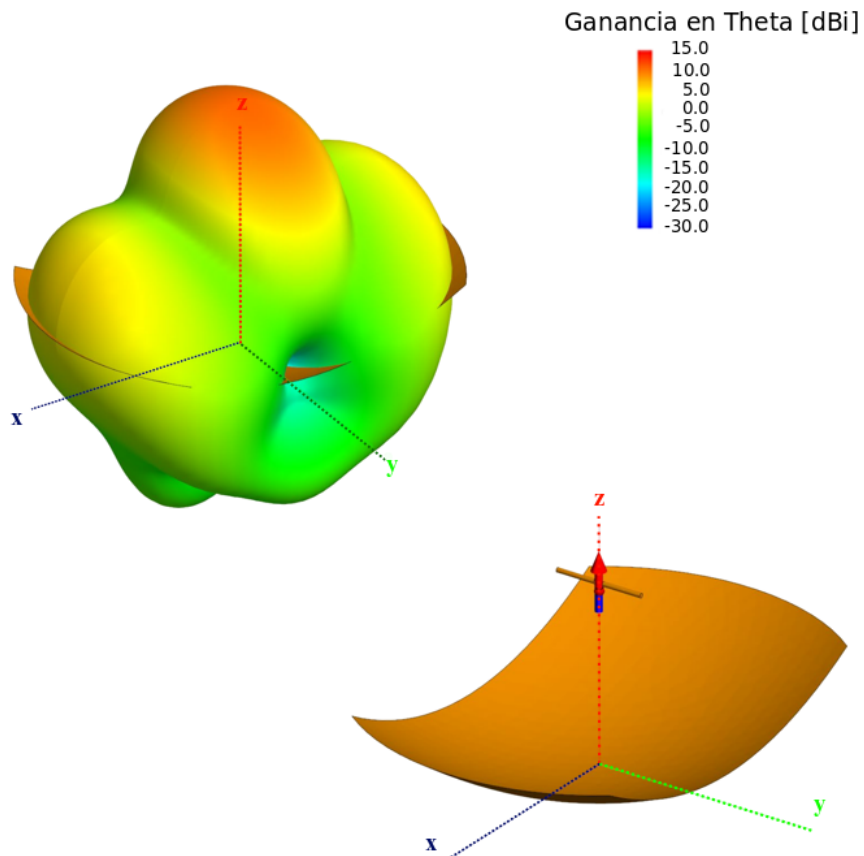
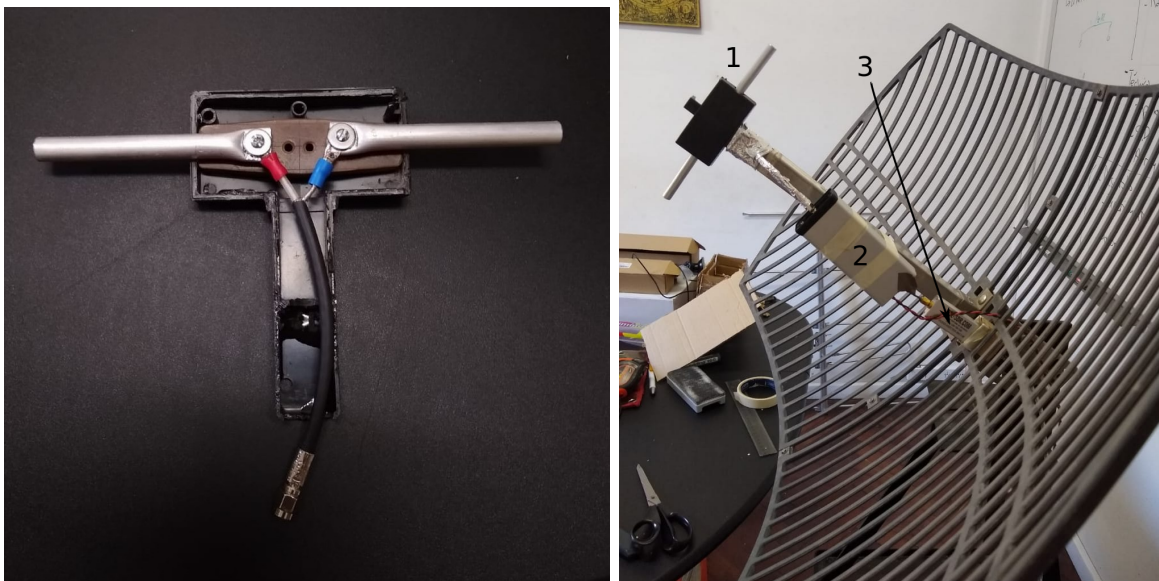


Figura 60: Diseño de toda la antena y el patrón de radiación con los distintos valores de ganancias indicados por la escala de colores. Crédito de Julián Galván.

en dB, y gráficamente se representa por una escala de colores que está indicada en cada una de las imágenes. Una nota a tener en cuenta es que en la Figura 59, el dipolo está en la dirección del eje Z, pero en la Figura 60 el dipolo se encuentra en la dirección del eje Y.

El armado del nuevo dipolo se hizo íntegro en el IATE. Para ello se consiguió un tubo cilíndrico de aluminio de un diámetro $\phi = 9$ mm. Típicamente los dipolos se realizan de aluminio, sin embargo, no fue posible conseguir en las casas de venta de materiales uno que tuviera de diámetro 10 mm. Esta diferencia debe de manifestarse como una pequeña pérdida en cuanto a la onda a transmitir, aunque para las resonancias impares, como lo es la R_1 , el valor de impedancia es casi independiente del diámetro de la antena, [Kraus and Marhefka \(2002\)](#). Como el dipolo está principalmente orientado al Sol, y este es muy intenso tal que se espera que su señal ruido sea muy alta, no debería afectar prácticamente la detección. Se armó un cable coaxial como línea de transmisión de un largo total de 14 cm, de manera de disminuir la pérdida por este. El dipolo con dicho cable se muestra en la Figura 61.



(a) Dipolo

(b) Antena armada

Figura 61: Armado de la antena, en a) vemos el dipolo conectado a los terminales del cable coaxial, y en b) vemos todo el sistema de la antena ya armado, indicando con 1) el dipolo, 2) el módulo del LNA y 3) el RTL-SDR. Estos elementos están conectados entre sí por medio de cables coaxiales de 50Ω .

Como el LNA y el RTL-SDR son sensibles a la temperatura y no deben estar expuestos de manera directa al Sol, se los aisló con una caja de telgopor ya que para la medición, por la longitud de los cables quedarían expuestos al Sol. El lugar para ubicar la antena, fue la terraza del Observatorio Astronómico de Córdoba (OAC) (Figura 62), en el mismo predio donde se encuentra el IATE. Se eligió este lugar, ya que allí es posible medir correctamente todo el paso del Sol por el cielo, a diferencia de la terraza del IATE.

El Bloque de mediciones I tuvo como ubicación la terraza del IATE porque se estaban realizando pruebas antes de hacer la medición final.



Figura 62: Acá podemos observar la caja aislante para el sistema receptor, además en la imagen a) 1 indica la carga estando conectada al sistema receptor. La imagen b) muestra la antena con la caja aislante y en su ubicación final en la terraza del OAC.



Figura 63: Disposición de todo el sistema con la batería de alimentación del LNA indicado por 1.

Como fuente de alimentación del LNA se utilizó una batería de gel de 12 V, y el

RTL-SDR se encontraba conectado a una computadora a través de un cable USB con amplificador para evitar atenuaciones, Figura 63.

Las mediciones de este sistema tienen el mismo objetivo que el anterior, medir una diferencia en la potencia entre cuando el Sol está en el cielo y cuando no lo está. A diferencia del sistema anterior, el programa de adquisición de datos nos da directamente los valores de potencia en dB para todo el ancho de banda de frecuencias que se estipuló. En este caso, no es necesario realizar la transformada de Fourier de los datos, ya que el software desempeña esta tarea. Se realizó otro programa en Jupyter para poder visualizar los datos y trabajar con ellos para obtener la variación en la potencia que se espera.

7.2 Resultados Bloque de Mediciones II

A mediados de enero de 2020 se comenzaron las mediciones con el sistema receptor II. Lo primero que se hizo fue realizar pruebas con el programa de adquisición de datos: *rtl_power*. Para realizarlas tomamos una medición de la carga (ie la carga resistiva conectada en vez del dipolo) y una medición del dipolo. Se eligió la banda de 607 a 615 MHz en este caso, con canales de 10 kHz. La ganancia que se eligió fue de 48 dB, y el tiempo de integración dependió de la medición que se hizo, en general se utilizó 5 minutos como integración¹⁸. Las especificaciones de cada día de medición se darán por medio de tablas, debido a que cada cierto período de tiempo se medía la carga nuevamente, por lo que en general siempre hay mediciones intercaladas de dipolo y de la carga.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	13:22	5 m	5 m
Dipolo	14:42	5 m	20 m

Tabla 6: Detalles de la adquisición de datos para el día 15/01/20.

Se muestran en la Tabla 6 los detalles para el 15 de enero que fue el primer día de medición. Estos datos fueron la base para el desarrollo del programa de manejo y visualización de datos.

En la Figura 64 se muestra el espectro de potencia medido por el receptor con la carga conectada al LNA y al RTL-SDR. En esta puede verse que se repite 3 veces un perfil distintivo. Este perfil es en realidad el ancho del filtro pasa banda del RTL-SDR, 2.6 MHz. Como el ancho de banda total en el que se observa es mayor al ancho de banda del RTL-SDR, se obtiene todo el ancho deseado muestreando con varios anchos de banda del RTL-SDR. Este perfil también se visualiza cuando en vez de conectar la carga resistiva al sistema LNA+(RTL-SDR) se conecta el dipolo. Se debe a que vemos la respuesta de todos los componentes (dipolo, LNA y RTL-SDR) sumadas, por lo que vemos la variación que se ve con la carga resistiva (equivalente a ver la respuesta de solo el LNA y el RTL-SDR) y además se le suma la variación de la respuesta del dipolo, Figura 65. Esto se elimina hasta

¹⁸La línea de comando que utilizamos fue: `rtl_power -f 607M:615M:10k -g 48 -i 5m -e 5m`

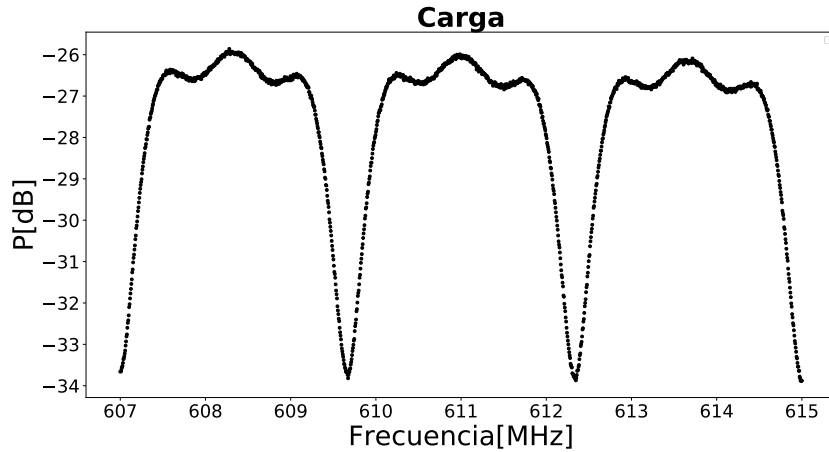


Figura 64: Espectro en frecuencia de la potencia que mide el sistema receptor con la carga conectada en vez del dipolo. Esta medición es necesaria para poder obtener la contribución del dipolo solo, sin las contribuciones del LNA y del RTL-SDR. Se mide con la carga resistiva la respuesta de estos dos últimos (LNA y RTL-SDR), una vez obtenida esta y habiendo medido la respuesta del sistema Dipolo+LNA+(RTL-SDR), se procede a restar la medición de la 'carga' a la del dipolo, obteniendo la respuesta pura del dipolo sin el sistema receptor.

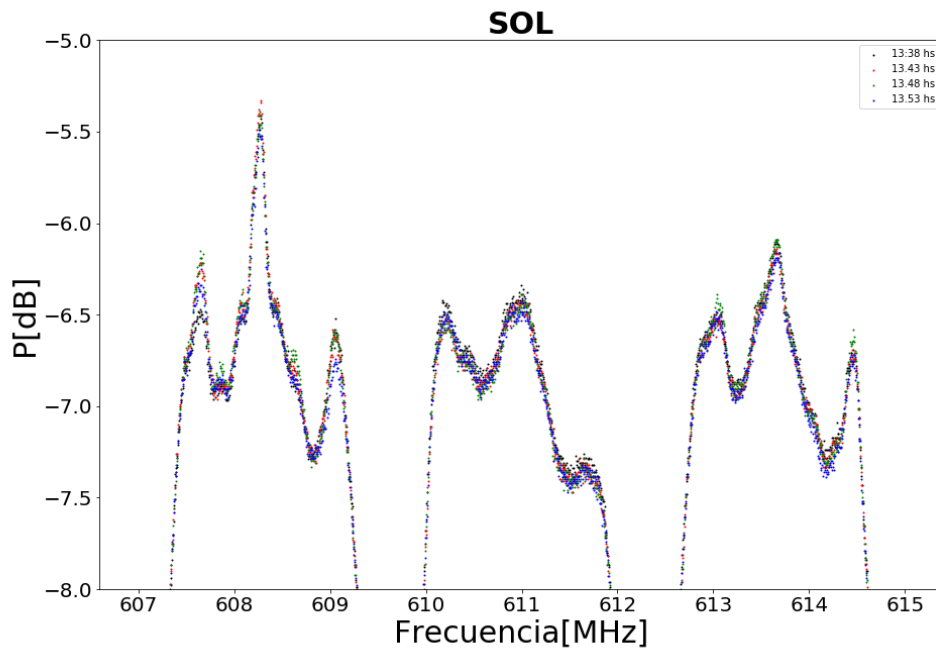


Figura 65: Espectro en frecuencia de la potencia que mide el sistema receptor con el dipolo (dipolo+LNA+(RTL-SDR)) para 4 tiempos distintos, habiendo hecho una integración de 5 minutos para cada uno.

un cierto punto al hacer la diferencia entre el dipolo ($S1 = \text{Dipolo} + \text{LNA} + (\text{RTL-SDR})$) y la respuesta obtenida al conectar la carga ($S2 = \text{LNA} + (\text{RTL-SDR})$), obteniéndose la respuesta del Dipolo ($S1 - S2 = \text{Dipolo}$) que se muestra en la Figura 66. Sin embargo, como

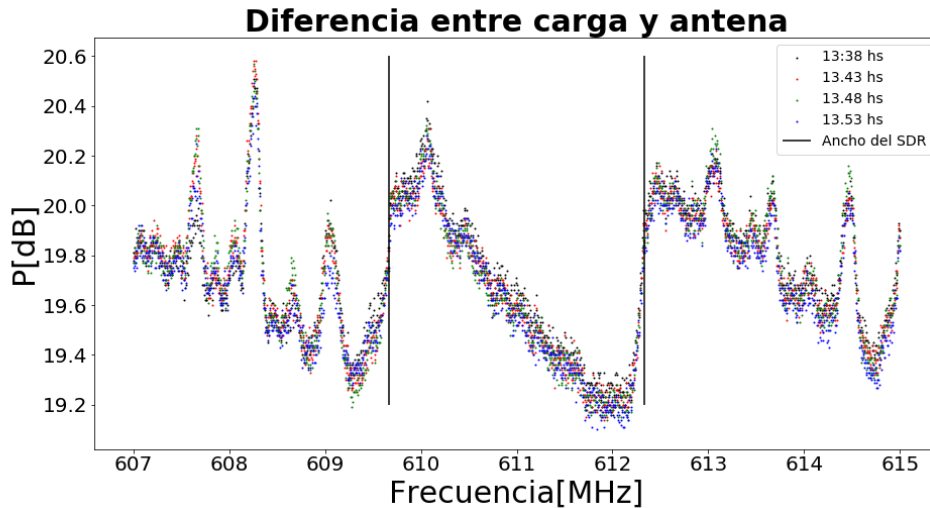


Figura 66: Espectro en frecuencia de la diferencia entre cada tiempo de integración del dipolo respecto a la potencia medida para la carga ($S_1 - S_2 = \text{Dipolo}$).

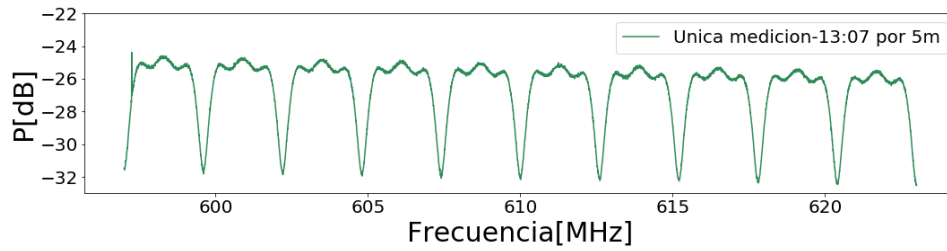
la respuesta del dipolo tiene una amplificación, y la señal de este está afectada por el sistema receptor, al realizar la diferencia entre las señales individuales de cada uno, no se puede eliminar completamente la figura de los filtros del RTL-SDR. En la Figura 65 se ve que a lo largo del ancho del RTL-SDR, la respuesta de todo el radiotelescopio tiene una pendiente negativa, lo que también se evidencia en la diferencia con la carga (Figura 66).

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	13:07	5 m	5 m
Dipolo	13:17	5 m	2 h
Carga	15:27	5 m	5 m
Dipolo	15:42	5 m	3 h
Carga	18:58	5 m	5 m
Dipolo	19:11	5 m	1 h 30 m
Carga	20:51	5 m	5 m
Dipolo	21:01	5 m	30 m
Carga	21:35	5 m	5 m

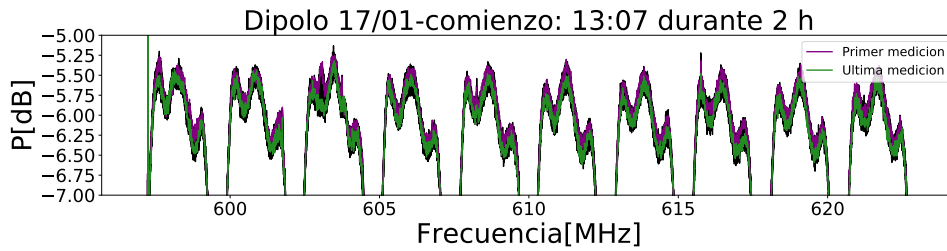
Tabla 7: Detalles de la adquisición de datos para el día 17/01/20.

El 16 de enero de 2020 cambiamos el ancho de banda por uno mayor, en vez de 607-615 MHz de 597-623 MHz, para poder estudiar la presencia de interferencias en frecuencias cercanas, y cuantificar mejor la respuesta en frecuencia de los elementos. Este día solo se midió la carga y el dipolo durante un tiempo de integración de 5 minutos cada uno. Los gráficos que se visualizaron para este día están en el Anexo A.2. Este ancho de banda ha sido el que se ha utilizado para el resto de observaciones.

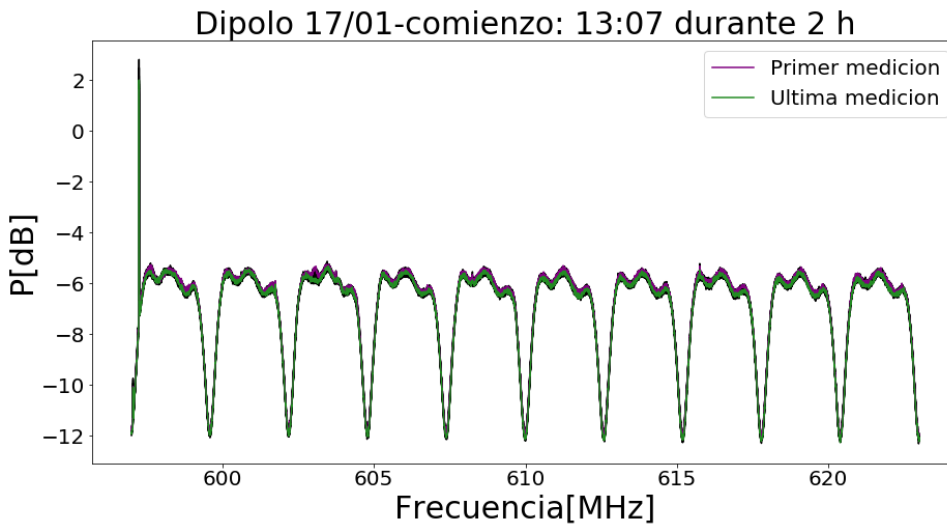
El primer día que se realizó una observación de varias horas fue el 17 de enero (detalles Tabla 7). Este día se observó desde 20 minutos antes del mediodía, por lo que se esperaba observar en la potencia integrada a lo largo del tiempo de observación la mitad de la Figura 36, observando la mitad correspondiendo a el paso del Sol desde el mediodía hasta



(a) Carga 17/01 13:07



(b) Dipolo



(c) Dipolo

Figura 67: Visualización de los datos para el 17 de enero de 2020. En cada panel se muestra la potencia en dB en función de la frecuencia. En a) tenemos la primer carga que se midió, a las 13:07. En b) tenemos un zoom del primer bloque de mediciones del dipolo, que comenzó a las 13:17. Se han superpuesto los espectros que se midieron a lo largo de las 2 horas de medición, ie. los 20 distintos espectros en frecuencia que se integraron a lo largo de esas horas. En violeta se indica el primer tiempo de integración, los puntos en negro corresponden a los tiempos de integración intermedios, y los verdes indican el último tiempo de integración. Se ve que se produce una leve diferencia entre los valores de potencia para los distintos tiempos de integración. En c) vemos todo el perfil de la medición, notándose así como en a) los perfiles de los filtros del RTL-SDR.

la puesta de este.

A modo de ejemplo vamos a visualizar uno de los archivos de Dipolo y uno de los de Carga en la Figura 67, para luego mostrar el resultado de la integración en potencia. Al restar la contribución del sistema receptor (ie, la carga) a la potencia que se mide con el

Dipolo, como tenemos un valor de carga para antes de la medición del dipolo, y uno para luego de esta, se promedian ambas y se sustrae la contribución del promedio de las cargas correspondientes. En la Figura 68 vemos la potencia que nos queda al hacer la resta, para las mediciones correspondientes al último tiempo de integración de cada bloque de horas de observación. Esta forma que se observa, de picos al comienzo del ancho del RTL-SDR y que disminuye para volver a aumentar, la denominamos 'serrucho'. A la hora de hacer la integración en potencia, integramos esos valores de potencia.

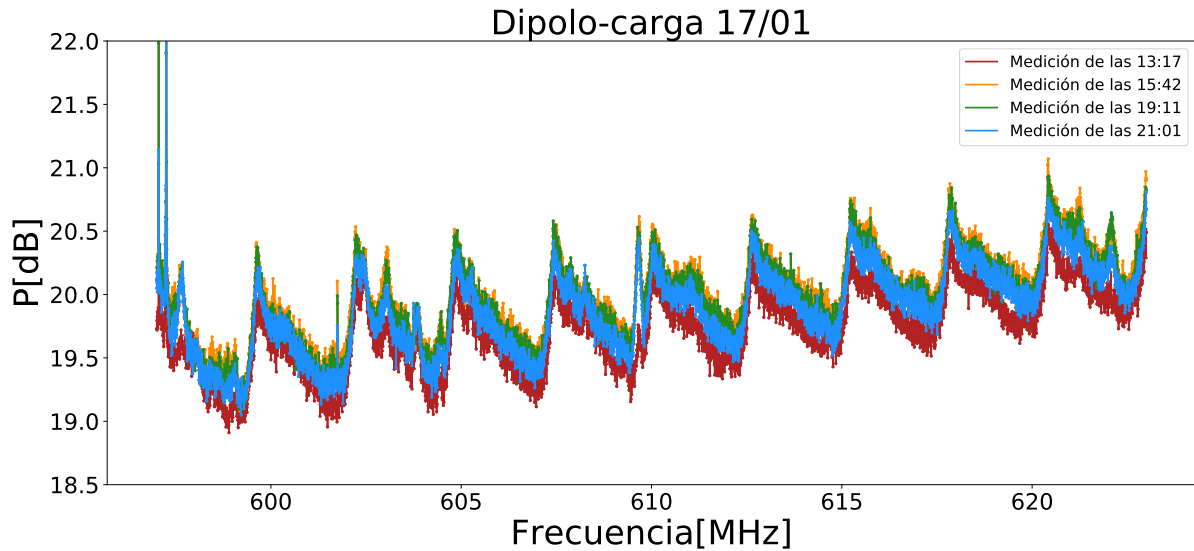


Figura 68: Espectro en frecuencia de la potencia en dB de la diferencia entre la potencia medida por el dipolo y la potencia medida por la carga. Cada color se corresponde a un bloque de medición distinto, estando esto indicado en el mismo gráfico.

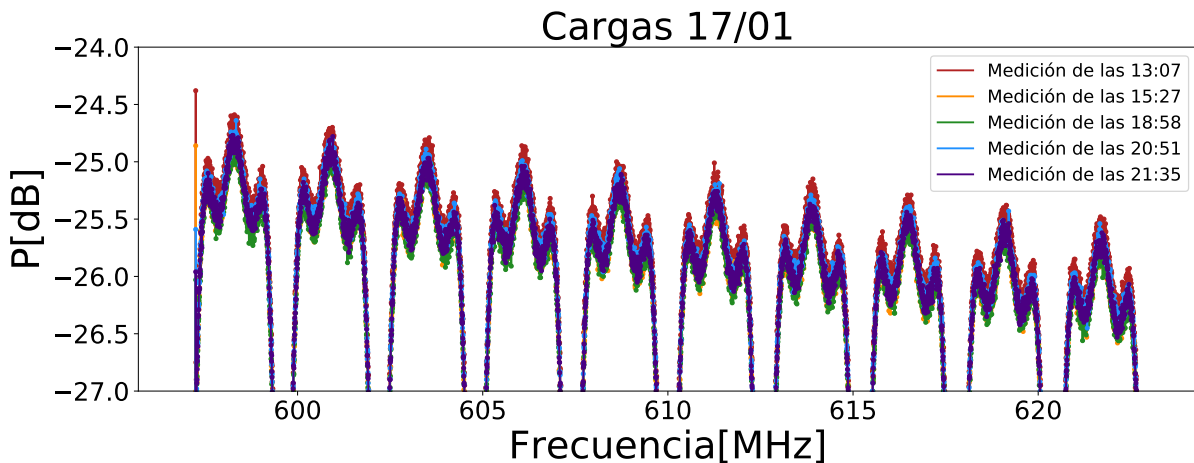


Figura 69: Potencia en el espectro de frecuencia de las cargas, identificadas por color.

Tenemos también que en la Figura 69 se muestran todas las cargas superpuestas y un *zoom* a estas. Se nota una pequeña variación entre la potencia medida entre cargas correspondientes a distintos tiempos.

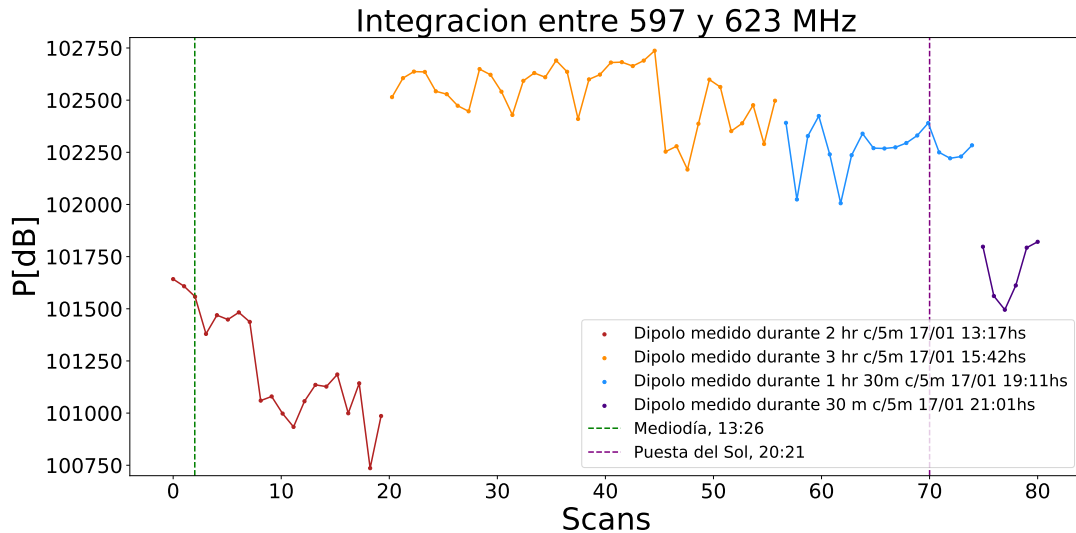


Figura 70: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz.

Para integrar la potencia hicimos inicialmente una suma de todos los valores de potencia que se obtienen para cada tiempo de integración al restarle a la medición del dipolo la contribución de la carga. Es decir, integramos las potencias correspondientes a la Figura 68. Para realizar toda la integración, además de sumar debemos dividir en el ancho de banda observado y en el área efectiva de la antena, por lo que en el valor de potencia integrada no estamos contando un factor que es constante. La potencia integrada que se obtiene se muestra en la Figura 70. Como se indica en dicho gráfico, la integración se realizó entre 597 y 623 MHz. En el gráfico se identifica un punto para cada tiempo de integración. Los colores de estos indican a qué bloque de mediciones se refiere. En el eje horizontal tenemos scans, estos se corresponden al tiempo transcurrido. Entre cada scan del mismo bloque hay 5 minutos de diferencia, siendo no representativa la diferencia entre los scans cuando vemos dos bloques distintos seguidos, por ejemplo el bloque que se corresponde a las mediciones que se hicieron a partir de las 15:42 h y el bloque hecho a las 19:11 h, entre el final de un bloque y el otro temporalmente hay una diferencia de 30 minutos. De cualquier manera, esa diferencia temporal no debería alterar la forma de la potencia salvo por la distancia entre los puntos.

En la Figura 70 se marcó con dos líneas verticales el mediodía y el atardecer, tratando de identificar si sigue la forma que se espera de la potencia como se muestra en la Figura 36. De esta, se ve que se esperaría que la potencia disminuya después de la puesta del Sol, lo cual sí ocurre (Fig. 70), pero por el contrario de lo esperado, las potencias medidas alrededor del mediodía, tienen los valores de potencias más bajos de toda la integración.

Se probó cambiando las unidades de la potencia, en vez de dB, utilizar Watts. Para ello convertimos la potencia a partir de la siguiente equivalencia:

$$P[dB] = 10\log_{10}\left(1000\frac{P[W]}{1W}\right) \quad (115)$$

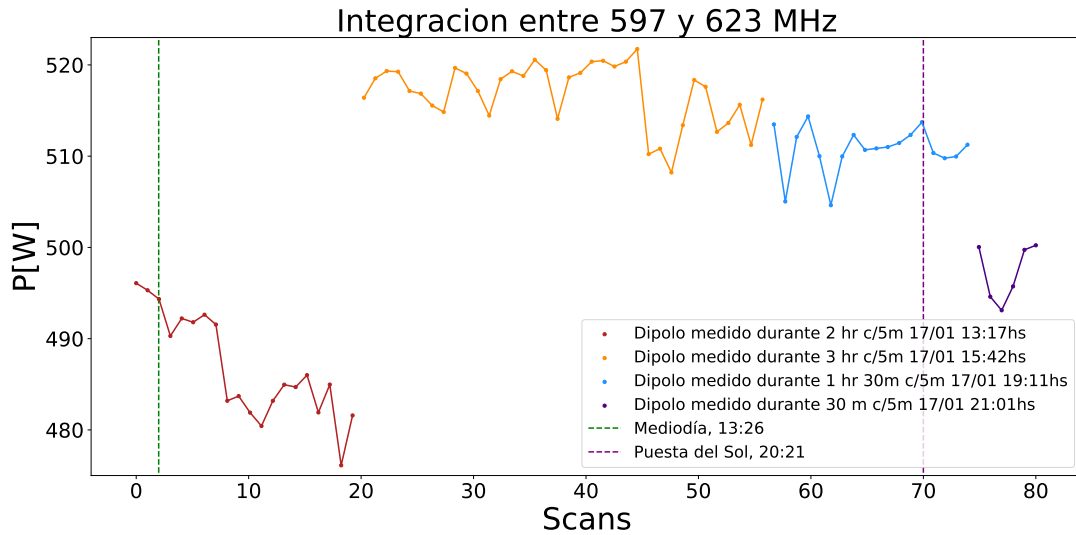


Figura 71: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz para el 17 de Enero de 2020.

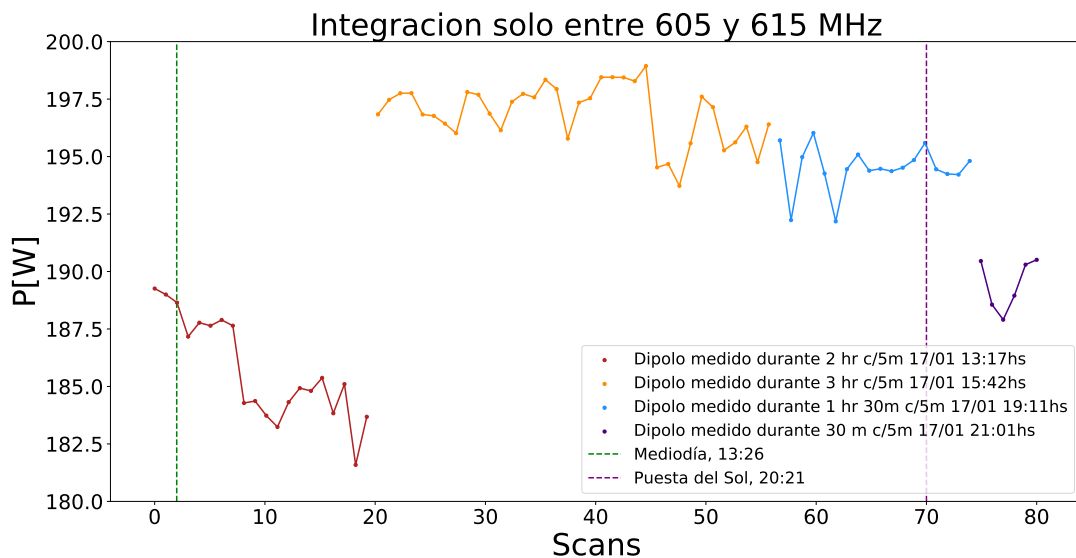


Figura 72: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 607 y 615 MHz para el 17 de Enero de 2020.

Una vez realizada esa conversión, volvimos a integrar. Esto se muestra en la Figura 71. Como se ve la forma de variación de la potencia integrada es igual a la que se obtuvo anteriormente. Una última prueba para comprobar que la forma de variación no sea distinta, fue solamente integrar en el ancho de banda de interés original, es decir entre 607 y 615 MHz. Esto se muestra en la Figura 72.

Como se ve, la forma de la variación de la potencia integrada no cambia ya sea que la visualicemos en Watts, o solo integremos entre 607 y 615 MHz.

Si integramos las potencias que se corresponden a cada carga para visualizar la variación entre estas, obtenemos la Figura 73. Como se ve, hay una variación de 1000 dB entre cargas, y en la Figura 70 tenemos variaciones de 2000 dB. Esto daría un indicio de

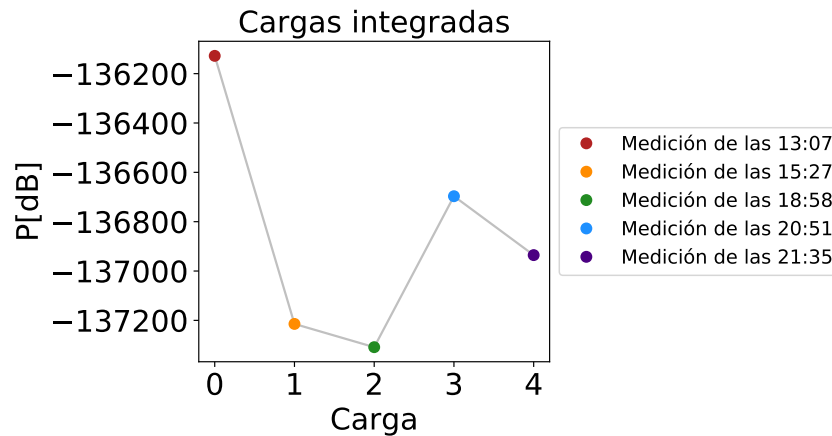


Figura 73: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz para las cargas del 17 de Enero de 2020.

que la variación que se ve en las cargas influye también en la variación que se ve en la potencia exclusiva de la antena, por más que se resto la contribución de la carga, como dijimos antes no se corrige completamente.

El próximo día de medición (20/01/20) se comprobó que todo estuviera correctamente conectado para volver a hacer el mismo tipo de medición y corroborar que la variación de la potencia integrada no se debiera a que alguno de los elementos no estuviera correctamente conectado. Los detalles de las mediciones realizadas ese día se encuentran en Tabla 8.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	13:10	5 m	5 m
Dipolo	13:17	5 m	1 h 40 m
Carga	15:11	5 m	5 m
Dipolo	15:21	5 m	3 h 20m
Carga	18:51	5 m	5 m
Dipolo	19:03	5 m	1 h 30 m
Carga	20:36	5 m	5 m
Dipolo	20:45	5 m	30 m
Carga	21:20	5 m	5 m

Tabla 8: Detalles de la adquisición de datos para el día 20/01/20.

Como se mostró en las Figuras 70 a la 72, es indistinto si se analiza la potencia integrada entre 597 a 623 MHz, o entre 607 y 615 MHz, incluso si en vez de dB la analizamos en W. Por ello el análisis de las potencias se realizará entre 597 a 623 MHz y en dB.

En la Figura 74 se muestra un gráfico análogo al de la Figura 68, para el 20/01/20. En esta figura puede notarse una variación mayor entre las potencias de los distintos bloques, y también se nota una forma algo distinta en el 'serrucho', además de tener una ligera curvatura hacia frecuencias más altas. Por lo que este día se ve más variación que el 17 de enero.

Luego, si analizamos la variación de la potencia integrada (Figura 75), podemos ver

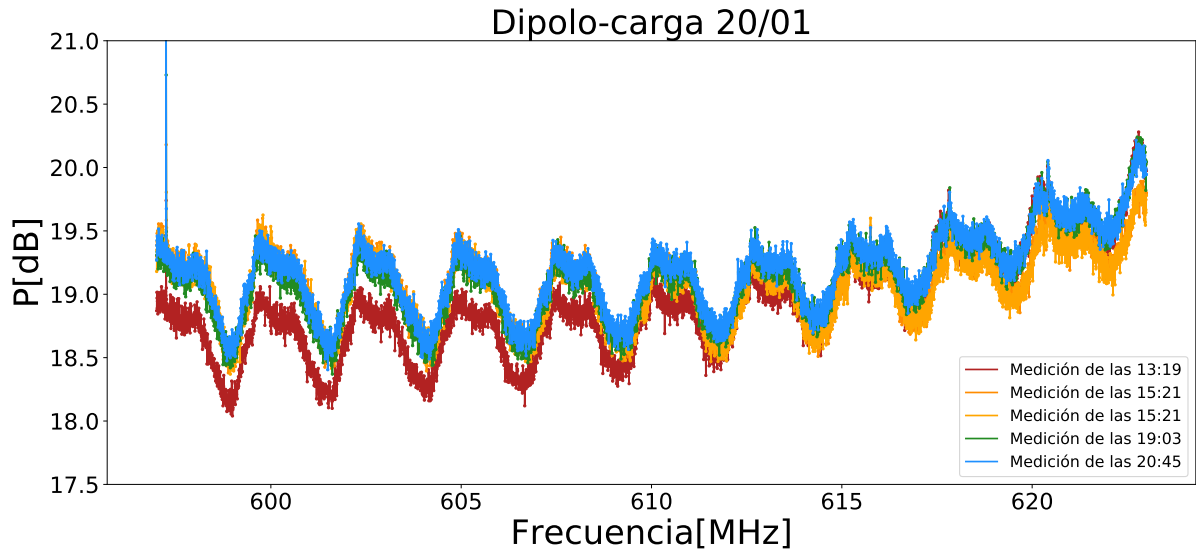


Figura 74: Cada color se corresponde a un bloque de medición distinto, estando esto indicado en el mismo gráfico con la hora de comienzo de medición de cada bloque, el bloque de medición azul comenzó a las 13:19 h por ejemplo. Los puntos graficados para cada tiempo distinto se corresponden al último tiempo de integración de cada bloque, restándole el promedio de cargas correspondientes. Datos del 20 de Enero de 2020.

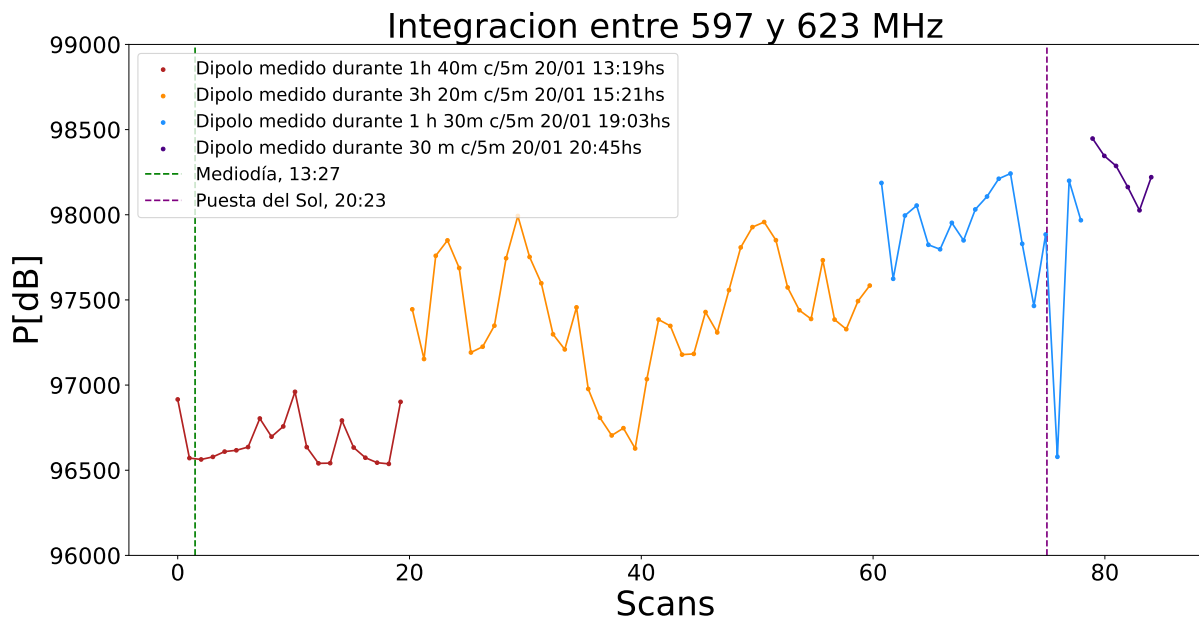


Figura 75: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz para el 20 de Enero de 2020.

que toma una forma completamente distinta a la del 17 de enero (Figura 70), sin embargo tampoco sigue la forma esperada (Figura 36). Nuevamente, se indica con líneas verticales los instantes o el scan correspondientes al mediodía y a la puesta del Sol.

Para finalizar el análisis, se continúa con la Figura 76, donde se presenta la variación de la potencia medida para distintos momentos al conectar la carga en vez del dipolo. En este caso, la variación en potencia integrada para las cargas es de 2000 dB, y para la

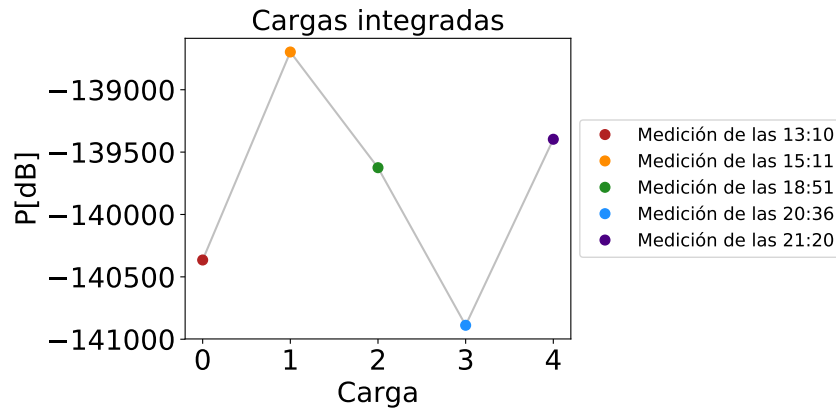


Figura 76: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz para las cargas del 20 de Enero de 2020.

potencia del dipolo sin la contribución de la carga es de 3000 dB. La variación de la carga es distinta en valor y en forma a la del 17 de Enero, Figura 73.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	09:13 23/01	5 m	5 m
Dipolo	09:23	5 m	1 h 30 m
Carga	10:59	5 m	5 m
Dipolo	11:08	5 m	1 h 35m
Carga	13:05	1 m	5 m
Dipolo	13:12	2 m	2 h
Carga	15:23	1 m	5 m
Dipolo	15:32	2 m	3 h
Carga	18:38	1 m	5 m
Dipolo	18:46	2 m	3 h
Carga	21:50	1 m	5 m
Dipolo	22:03	2 m	8 h
Carga	08:17 24/01	1 m	5 m
Dipolo	08:26	2 m	3 h
Carga	11:40	1 m	5 m
Dipolo	11:48	2 m	3 h
Carga	15:02	1 m	5 m
Dipolo	15:12	2 m	3 h
Carga	18:28	1 m	5 m
Dipolo	18:37	2 m	8 h
Carga	21:45	1 m	5 m
Dipolo	21:53	2 m	1 h
Carga	22:57	1 m	5 m

Tabla 9: Detalles de la adquisición de datos para el día 23 y 24/01/20.

Posteriormente, se realizaron mediciones de la potencia en función de la frecuencia $P(f)$, intercalando el dipolo con la carga, durante dos días consecutivos, a fin de comparar el perfil de la señal detectada en ambos casos. Además, la carga se integró durante menos tiempo para estudiar su variación. Los detalles de esta medición están en la Tabla 9.

En la Figura 77 se ve que la variación de la potencia para cada integración vuelve a

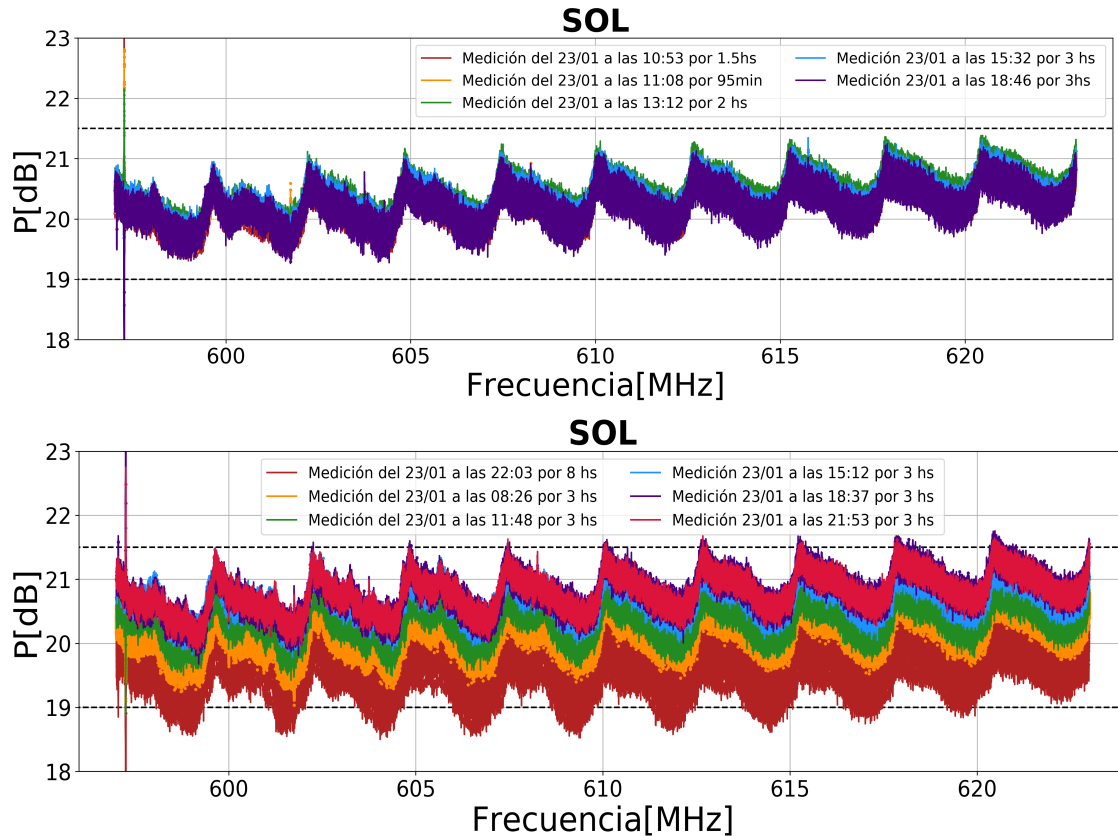


Figura 77: En esta Figura, vemos la respuesta en frecuencia de la potencia para cada bloque de tiempo en dos paneles distintos. En el panel superior se muestran los 5 primeros bloques de medición, y en el panel inferior se ven los 6 últimos bloques de medición. Los distintos bloques se identifican con distintos colores. Vemos que para 1 solo bloque hay variaciones de 1.5 dB, y entre los bloques la máxima diferencia es de 2 dB. También se observa que para los primeros 5 bloques los valores de potencia son más similares entre sí que los del 2 panel, mostrando este una mayor variación entre los valores de los bloques.

tener la misma forma que para el 17 de enero (Figura 70) sin reproducirse la curvatura del día 20 de enero. En la Figura 78 vemos la potencia integrada en función del tiempo para ambos días. En este caso indicamos con las líneas verticales el mediodía para ambos días, la puesta de Sol para ambos días y también está marcada la última medición antes de la salida del Sol (06:03 hs). Durante el primer día, se observa el mismo tipo de variación que vimos en Figura 70, al comienzo antes del mediodía, la potencia integrada es menor que luego, pero no de manera simétrica. Posterior al mediodía la potencia empieza a disminuir continuamente, sin estabilizarse en ningún momento, lo que se esperaría que ocurriera durante la noche. Durante el segundo día la potencia integrada en distintos bloques se visualiza como una especie de meseta, teniendo saltos entre bloques. Puede observarse que la potencia medida aumenta progresivamente, sin disminuir incluso después del mediodía, como lo registrado el día anterior.

Si hacemos el mismo análisis que los días 17 y 20 de enero, se debe estudiar la variación en el tiempo de la potencia integrada en frecuencia para las mediciones de la carga,

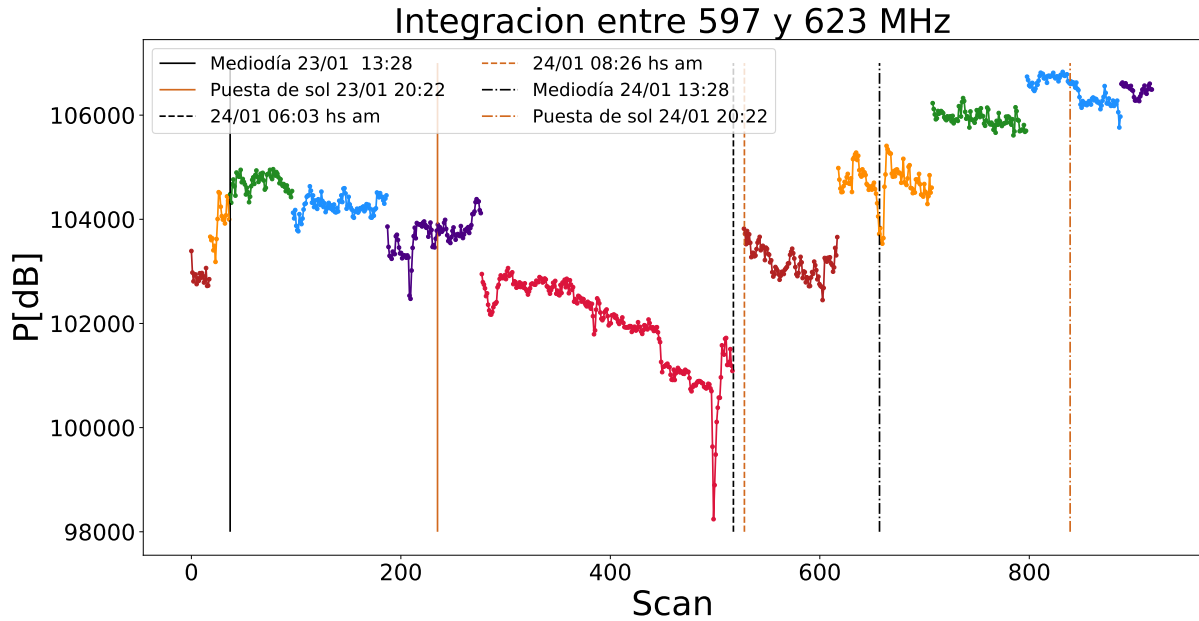


Figura 78: Potencia integrada en función del tiempo, con la integración realizada entre 597 y 623 MHz para las cargas del 23 y 24 de Enero. Los distintos colores representan los distintos bloque de medición. Se marcó con las líneas verticales distintos momentos del día: mediodía del 23 y 24 de enero, la puesta de sol de ambos días, y además se marcan las 06:03 am y 08:26 am, sientto estos los bloques con mayor diferencia temporal.

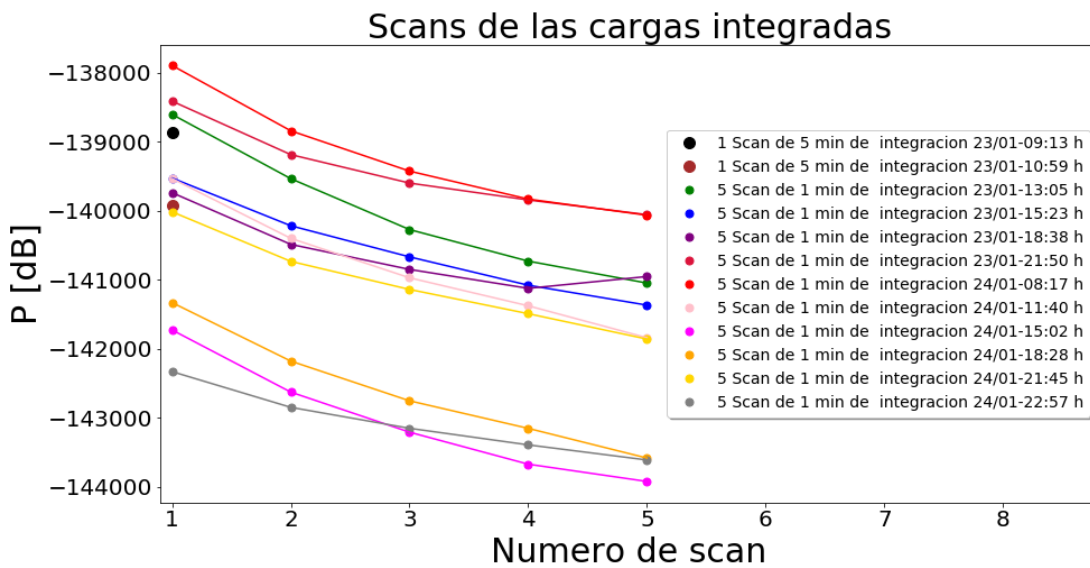


Figura 79: Potencia integrada en función del tiempo, visualizada por el número de scan de integración correspondiente a cada valor, para los días 23 y 24 de enero.

y por lo tanto el comportamiento de la respuesta del sistema receptor. Estos dos días particularmente, las cargas se integraron durante un tiempo menor de manera de visualizar mejor la forma en que varía la respuesta del receptor. Esta variación la vemos en la Figura 79, donde se muestra la variación de la potencia integrada para los tiempos sucesivos de integración o scans. Es de notar que las cargas durante los 5 minutos de medición suelen

tener una variación de 4000 dB. Entre sí, la variación máxima de las cargas es de 4500 dB. Estas variaciones nos llevaron a pensar que el problema es la variación en la respuesta del sistema LNA+RTL-SDR reflejada en la potencia integrada en función del tiempo. Por lo que se debía proceder a identificar la fuente de variación.

El 27 de enero se realizaron dos tipos de mediciones. La primera con el sistema utilizado en las mediciones previas, es decir, el LNA y el RTL-SDR, y la segunda conectando directamente el RTL-SDR al dipolo. De esta manera, se propuso identificar cuál de los dos elementos provocaba la variación observada. La Tabla 10 muestra cómo se tomaron las mediciones.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga LNA+RTL SDR	12:40	1 m	5 m
Dipolo LNA+RTL SDR	12:49	1 m	5 m
Carga RTL SDR	12:59	1 m	5 m
Dipolo RTL SDR	13:12	1 m	5 m

Tabla 10: Detalles de la adquisición de datos para el día 27/01/20.

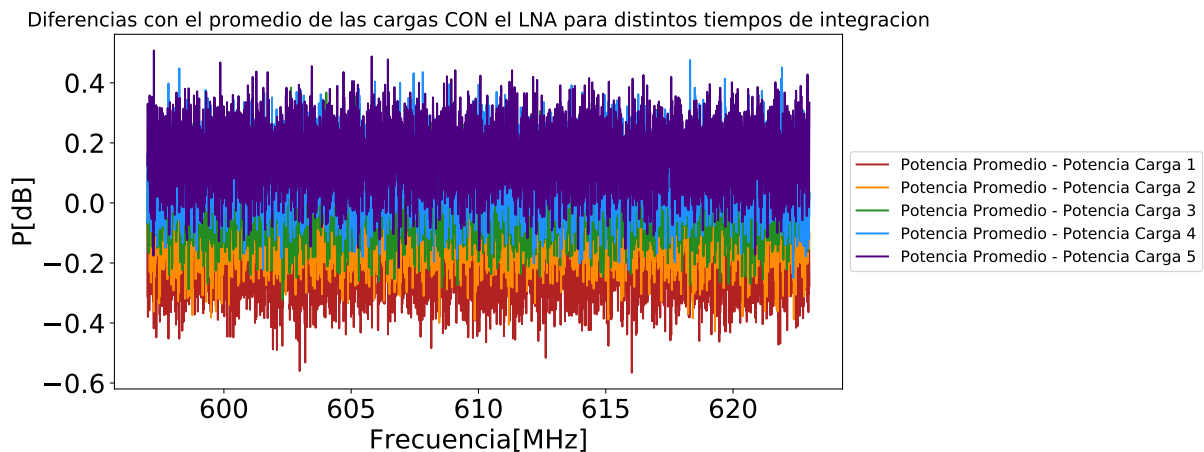


Figura 80: Diferencia entre cada tiempo de integración de la carga conectada al LNA+(RTL-SDR) y el promedio de la respuesta en frecuencia de la potencia de los 5 tiempos de integración de la carga conectada al LNA+(RTL-SDR). En el Eje vertical tenemos el valor de la diferencia en potencia en dB, y en el horizontal frecuencia en MHz.

Para poder comparar la respuesta que se obtenía al conectar la carga al sistema LNA+(RTL-SDR) con la respuesta que se obtenía conectándola solo al RTL-SDR, obtuvimos el promedio de los 5 tiempos de integración medidos para cada tipo de medición de la carga. Se pudo ver con esto que las diferencias entre los distintos tiempos de integración consecutivos de la carga medida con o sin el LNA tienen variación con el promedio de valor máximo 0.4 dB. Esto se muestra para el caso de la medición con el LNA en la Figura 80 y para la medición sin el LNA en la Figura 81. A partir de este análisis, se decidió hacer la comparación entre la respuesta del sistema con el LNA y sin el LNA a partir del promedio de la respuesta en frecuencia de la potencia para los 5 tiempos de integración correspondientes a cada tipo de medición (sin o con el LNA), Figura 82.

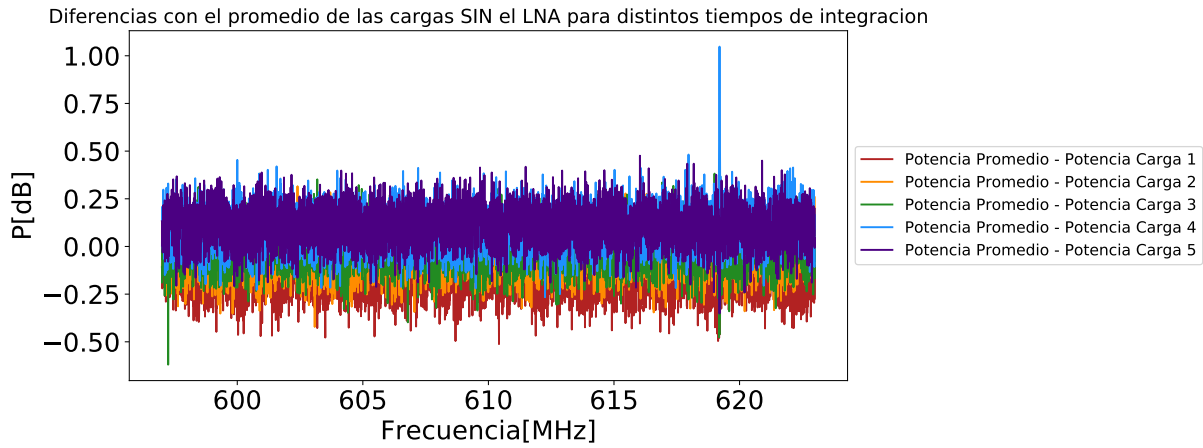


Figura 81: Diferencia entre cada tiempo de integración de la carga conectada directo al RTL-SDR y el promedio de la respuesta en frecuencia de la potencia de los 5 tiempos de integración de la carga conectada al RTL-SDR. En el Eje vertical tenemos el valor de la diferencia en potencia en dB, y en el horizontal frecuencia en MHz.

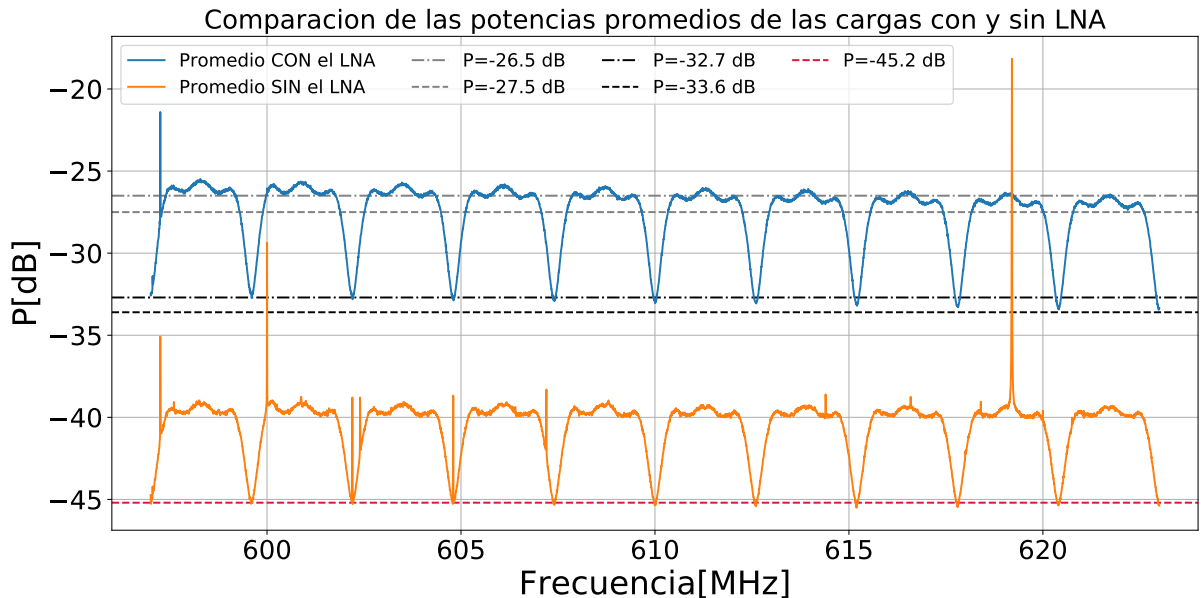


Figura 82: Espectro en frecuencia para la potencia del promedio de las cargas con LNA (patrón superior con pendiente) y sin LNA (patrón inferior plano). En la distintas líneas horizontales se marcan valores de potencia específicos que se usan para estudiar las ganancias de los elementos. Se muestran marcados los siguientes valores de potencia: -26.5 dB, -27.5 dB, -32.7 dB, -33.6 dB y -45.2 dB.

Se muestra en la Figura 82 la diferencia en dB cuando el amplificador está conectado (el patrón superior) y cuando no lo está (el patrón inferior). Podemos ver que cuando tenemos el LNA, la respuesta en frecuencia disminuye hacia frecuencias mayores, como se ve en la Figura 52 y en el Anexo B en el *datasheet* del LNA en la primer página. En cambio, el SDR sólo tiene una respuesta en frecuencia plana. Otra diferencia entre ambos, es que cuando no está el LNA, se introducen muchas más interferencias, RFIs que se ven como líneas verticales. También se nota la diferencia en términos de ganancia. Por un lado

prefijamos que la ganancia del RTL-SDR fuera 48 dB, y gráficamente podemos ver que la señal con solo el RTL-SDR está en -40 dB, por lo que si le dimos una ganancia de 48 dB, podemos decir que el piso de ruido estaba en -88 dB. En cambio, cuando sumamos el LNA, la variación de la señal se ve que está entre -27.5 dB y -26.5 dB, y como se mencionó hay una pequeña pendiente negativa en esta. Tenemos que alrededor de 597 MHz el valor de potencia es de -26.5 dB, y para el final del ancho de banda, 623 MHz el valor es de -27.5 dB. A partir de la diferencia entre el valor de potencia que tenemos con el RTL-SDR (-27 dB con el LNA y -40 dB sin el LNA), podemos decir que la ganancia que está dando el LNA es de aproximadamente 13 dB, lo que es menor a lo que habíamos predicho inicialmente a partir de las especificaciones del mismo.

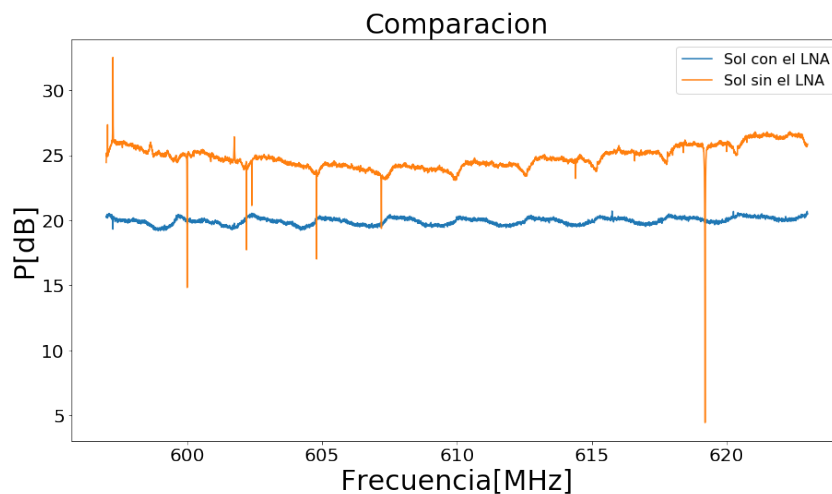
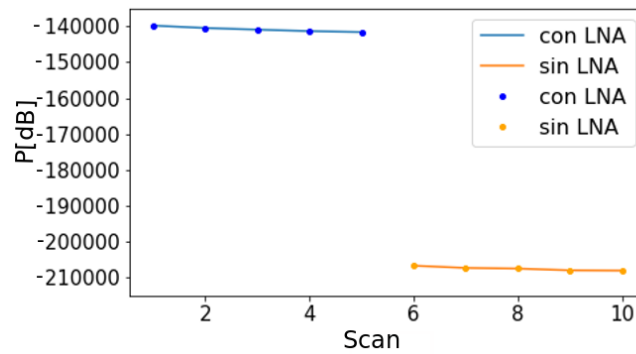


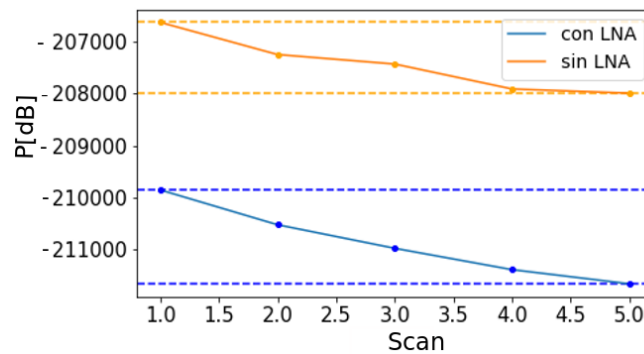
Figura 83: Espectro en frecuencia para las potencias, para la resta del dipolo con el sistema. Se ve que cuando no está el LNA se introducen muchas RFIs, se visualizan como las líneas verticales.

Si vemos la Figura 83 notamos varias diferencias entre la potencia que contribuye solo el dipolo. Es decir, estamos graficando la diferencia entre el dipolo y la carga promedio para el sistema receptor que se utilizó, con o sin LNA. Se ve por un lado, lo que ya habíamos distinguido, y es que sin el LNA hay interferencias, nótese de cualquier manera que estas están en el sentido contrario al que están en la Figura 82, y estas aparecen debido a que restamos la carga al dipolo, por lo que si se quitaran de la carga probablemente se solucionaría. La otra diferencia que vemos, es que sin el LNA, la variación de la potencia detectada en función de la frecuencia del dipolo conectado al RTL-SDR muestra una curvatura, que debe ser propia de este, ya que el RTL-SDR no parece tener una curvatura en cuanto a su variación en frecuencia. Podemos inferir la ganancia que tiene el dipolo de ver dónde está la diferencia entre este y el sistema de LNA+RTL SDR. Esta diferencia es de aproximadamente 20 dB, y de lo que se habló en el párrafo anterior, para el LNA+RTL SDR, teníamos un valor de potencia de unos -27 dB, lo que se traduce en que el dipolo+LNA+RTL SDR, tiene un valor de potencia de alrededor de -7 dB, y la ganancia del dipolo resulta ser aproximadamente 20 dB.

Además, si vemos la diferencia de la potencia detectada en función de la frecuencia del dipolo con y sin el LNA en la Figura 83, tendríamos que tener aproximadamente una diferencia que sea aproximadamente la ganancia del LNA, sin embargo se ve una diferencia de unos 5 dB, no de 13 dB como vimos en las cargas, Figura 82. Esto nos lleva a pensar que el LNA varió la ganancia que dió de acuerdo si conectamos la carga o el dipolo.



(a)



(b) Carga con LNA trasladada -70000 dB

Figura 84: Potencia integrada en función del tiempo para el sistema receptor con LNA y sin LNA. En azul es el sistema con LNA y en naranja el sistema sin. En a) vemos las potencias integradas tal cual y en b) trasladamos la potencia integrada para el sistema con el LNA restándole 70000 dB, para comparar mejor la manera en que varían con y sin el LNA.

Tenemos por último el análisis de las cargas individuales. Se muestra la variación de la potencia integrada en función del tiempo de estas en la Figura 84. En la Figura se nota que cuando tenemos el LNA, el nivel de potencia integrada es mayor. Cuando comparamos en b) la variación de ambos tipos de medición entre sí, vemos que cuando usamos el LNA la variación es mayor que cuando solamente usamos el SDR. Esto nos llevó a pensar que probablemente la contribución del LNA con el RTL-SDR no es estable en el tiempo, y que puede ser debido a esto que no se observa la variación en potencia integrada que deseamos para el dipolo.

Para poner a prueba eso, el 29 y 30 de enero se midió varias veces el sistema del LNA y

el RTL-SDR sólo, sin conectar el dipolo, a lo largo de las escalas temporales en las cuales hemos medido el dipolo. Los detalles se muestran en la Tabla 11.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga 29/01	12:07	2 m	3 h
Carga 30/01	11:11	2 m	3 h
Carga 30/01	15:09	2 m	3 h
Carga 30/01	18:26	2 m	3 h

Tabla 11: Detalles de la adquisición de datos para el día 29 y el 30/01/20.

Se puede ver en la Figura 85 que la potencia integrada medida por el sistema presenta variaciones de gran amplitud, alcanzando hasta 30000 dB. También se ve que la manera en que varía durante las primeras 3 h no es estable, dado que el 29 de enero varió de una manera distinta a la del 30 de enero. Esto descarta la posibilidad de realizar un ajuste a la manera en que varían y desafectar de esta la potencia integrada para el dipolo.

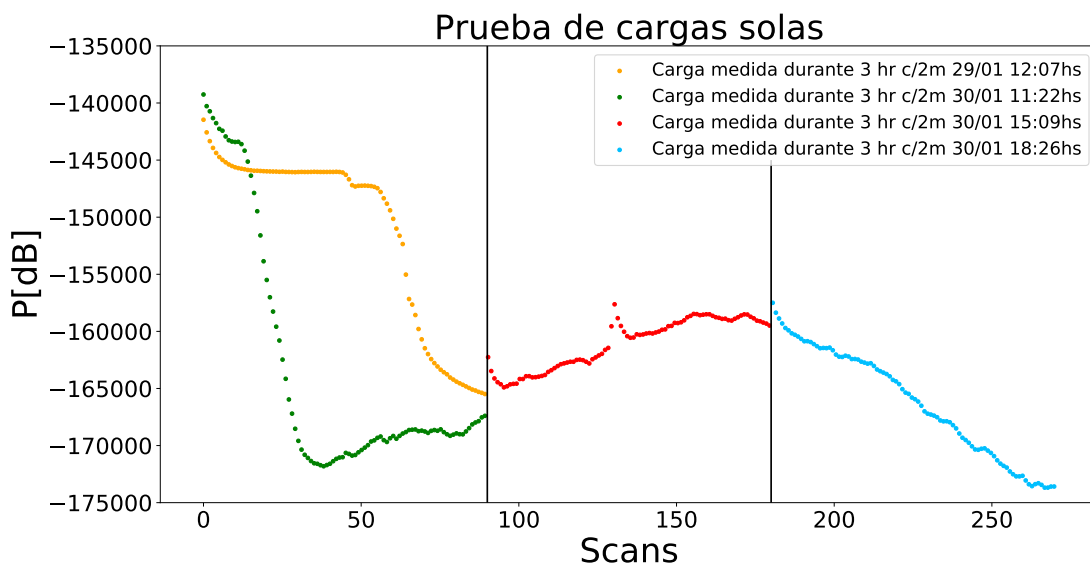


Figura 85: Potencia integrada en función del tiempo para las cargas medidas los días 29 y 30 de Enero. Se observa la variación a lo largo de los minutos de la potencia que mide la carga.

El LNA hasta este punto estaba siendo alimentado con la batería, que entrega un voltaje dado que no podemos regular. Motivo por el cual se identificó como posible causante de las variaciones en el sistema receptor, la fuente de alimentación del LNA. En el *datasheet* del LNA (Anexo B), está expresado que el comportamiento previsto es para una alimentación de 5 V, por lo que si por algún motivo el voltaje que se introduce al regulador de tensión del LNA es menor o mayor a 12 V, para el cual este está configurado, no sabemos cómo es el comportamiento del LNA.

A partir de esto, se procedió a conseguir una fuente transformadora de voltaje en lugar de una batería, de manera tal que pudiéramos fijar correctamente el voltaje de entrada

al regulador. Una vez con esta fuente, se hizo el mismo tipo de prueba que el 29 y 30 de Enero. Se midió el 03 y el 18 de Febrero la carga sola, ahora alimentada con la fuente durante un cierto número de horas (ver detalles en la Tabla 12). En la Figura 86 vemos el sistema conectado a la fuente de alimentación.



Figura 86: Sistema de medición con la nueva fuente de alimentación del LNA.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga 03/02	18:24	2 m	1 h
Dipolo	15:34	2 m	3 h
Carga 18/02	11:25	2 m	3 h
Carga	14:36	2 m	3 h
Carga	17:41	2 m	3 h

Tabla 12: Detalles de la adquisición de datos para los días 03 y 18/02/20.

En la Figura 87 vemos que la variación que se ve el 03 de Febrero es menor a la que se vio el 29 y el 30, sin embargo, como sólo se midió durante 1 hora, no es concluyente. En cambio, la Figura 88 muestra la variación que se genera en la potencia que mide el sistema con la fuente, y lo hace a lo largo de 9 horas, que en comparación con la variación que se ve utilizando la batería, la fuente es mucho más estable y tiene una variación menor. Mientras que los valores máximos y mínimos registrados utilizando la batería tienen diferencias de 35000 dB, la diferencia entre valores mínimos y máximos con la fuente es de 5000 dB, siendo el 14% de la variación que se obtiene con la batería.

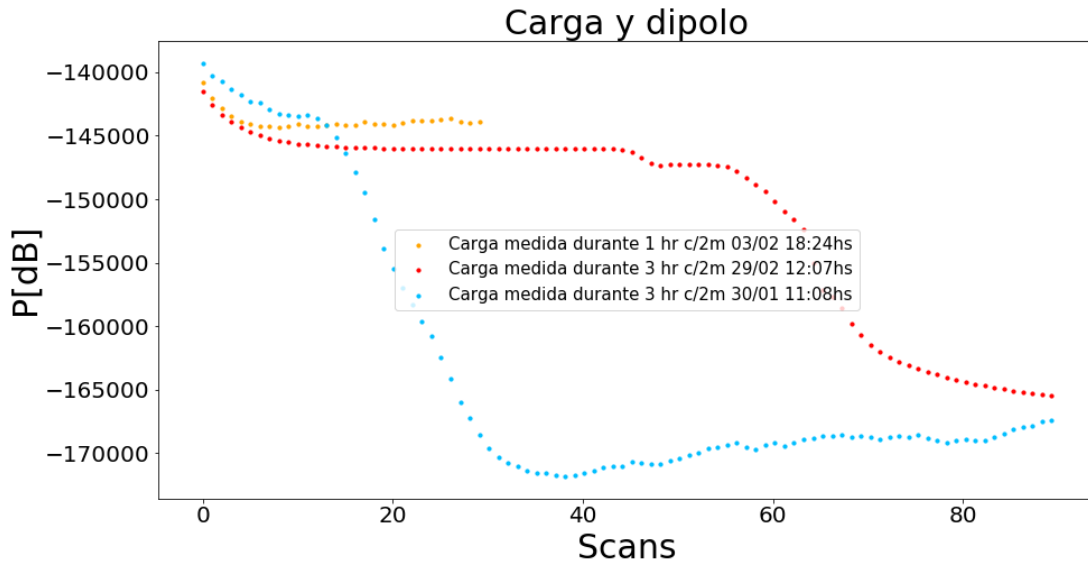


Figura 87: Comparación entre la potencia integrada en función del tiempo para la medición de la carga hecha el 03 de febrero y la primer medición del 29 y el 30 de enero.

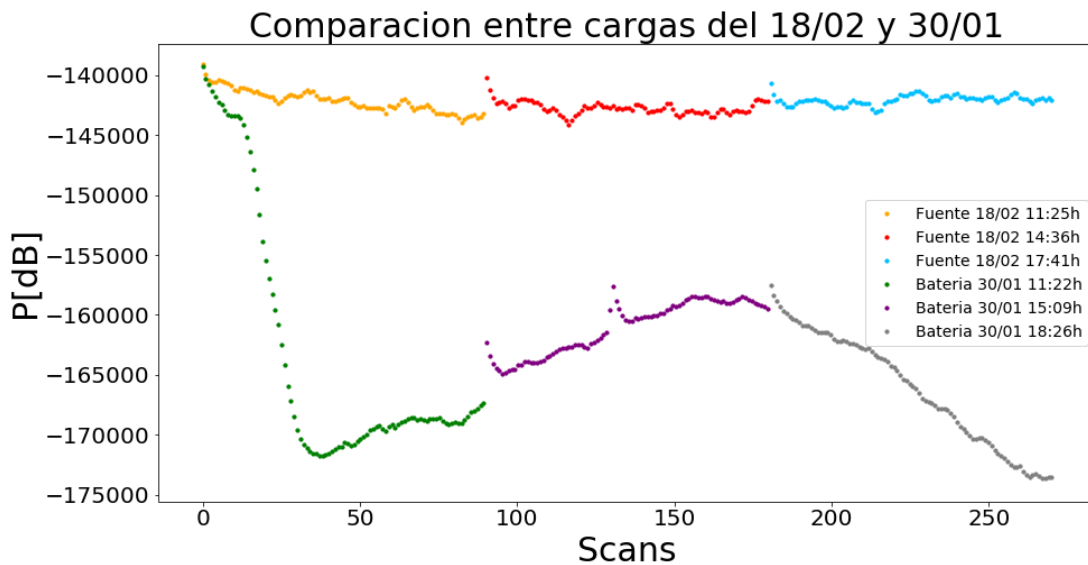


Figura 88: Potencia integrada en función del tiempo, buscando comparar las mediciones de la carga hechas el 18 de febrero y las mediciones hechas el 30 de enero.

La medición del 18 de febrero se repitió nuevamente el 23 de febrero, para verificar que el comportamiento era el mismo para distintos días. Los detalles están en la Tabla 13.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	10:18	2 m	3 h
Carga	13:20	2 m	3 h
Carga	16:22	2 m	3 h

Tabla 13: Detalles de la adquisición de datos para el 23/02/20.

Como vemos en la Figura 89, el comportamiento del sistema utilizando la fuente es estable, variando el valor máximo y mínimo entre los dos días en un valor aproximado de 1000 dB en potencia integrada. De esto concluimos, que al utilizar la fuente como alimentación del LNA, nos aseguramos que el sistema receptor sea estable a lo largo de la medición en comparación con el sistema alimentado por la batería.

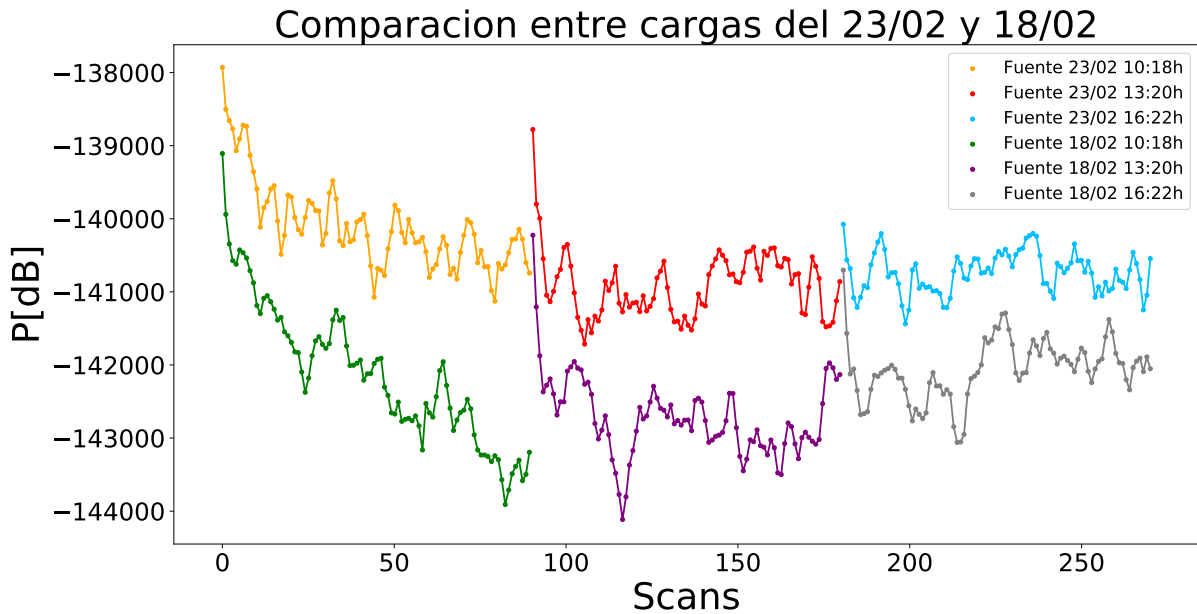


Figura 89: Comparación entre las mediciones de la carga hechas el 18 de febrero y las mediciones hechas el 23 de febrero de las potencias integradas en función del tiempo.

Finalmente, una vez verificada la estabilidad del sistema receptor, se procedió a registrar las mediciones a lo largo de todo el día el 24 de febrero, a fin de reproducir la Figura 36. Detalles en la Tabla 14.

Carga/Dipolo	Hora de comienzo	T integración	T total
Carga	06:34	2 m	8 m
Dipolo	06:48	2 m	3 h
Carga	09:57	2 m	10 m
Dipolo	10:11	2 m	3 h
Carga	13:16	2 m	10 m
Dipolo	13:30	2 m	3 h
Carga	16:33	2 m	10 m
Dipolo	16:47	2 m	3 h
Carga	19:51	2 m	10 m
Dipolo	20:04	2 m	40 m
Carga	20:47	2 m	10 m

Tabla 14: Detalles de la adquisición de datos para el día 24/02/20.

Como se puede ver en la Figura 90, no se reproduce la variación en potencia esperada. Además, se ve que hay saltos en la potencia registrada en distintos bloques de medición. Esto puede estar relacionado con que para restar la contribución del sistema receptor, se

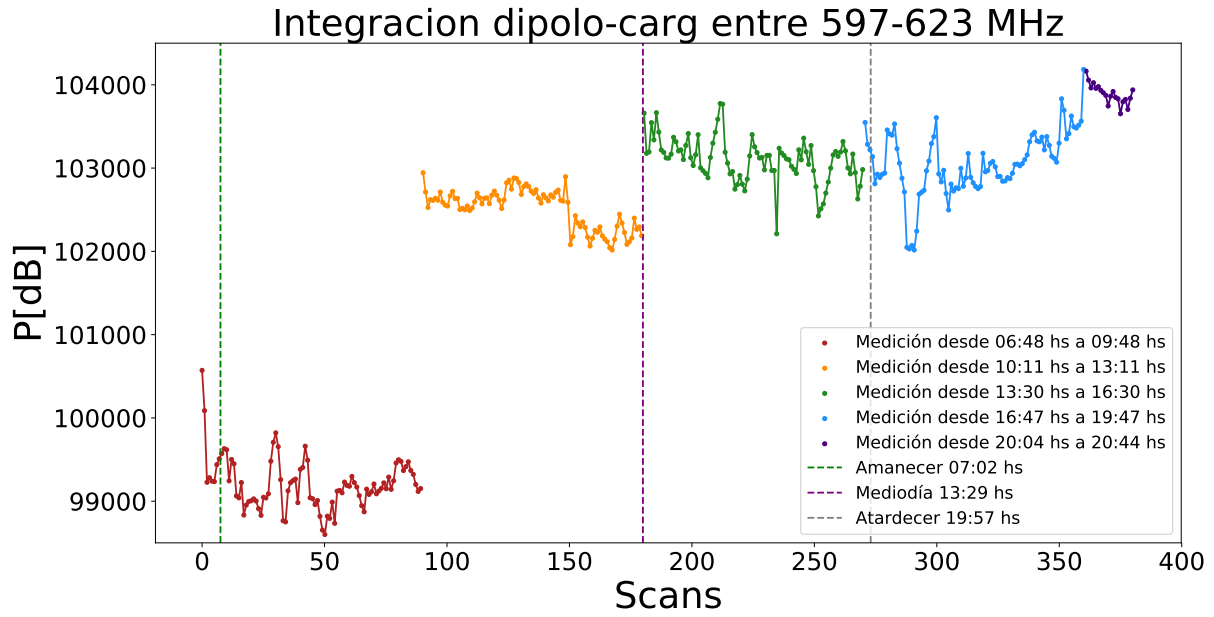


Figura 90: Potencia integrada en función del tiempo a lo largo del día 24 de Febrero de 2020.

promedia la carga previa y la posterior, lo cual puede llevar a que no sea representativa la cantidad que se resta a la potencia del dipolo.

8 Conclusiones

Este trabajo especial se centró en el proceso de calibración y puesta en funcionamiento de un radiotelescopio simple, constituyendo así el primer contacto con la instrumentación radioastronómica para la autora. Para ello, se planteó realizar la calibración de un dipolo de media onda, siendo este el ejemplo por excelencia de antena simple. Además, constituye el primer trabajo en su problemática desarrollado en el OAC, marcando así el comienzo de la radioastronomía instrumental en la provincia de Córdoba.

La frecuencia de trabajo elegida para llevarlo a cabo fue 610 MHz, que como se mencionó en el trabajo, es una frecuencia protegida por el *ENACOM* para la radioastronomía. Como describimos en el Capítulo 4, la idea detrás de la calibración es la comparación entre la señal que mide la antena orientada a la fuente, y la que mide sin ella en su campo, denominándose método de calibración del Factor-Y, siendo este un método de calibración de *switching*. Como fuente a emplear, es necesario utilizar una fuente conocida. Por ello, elegimos al Sol como fuente para la calibración del Factor-Y (Cakaj et al., 2005), describiendo sus características y antecedentes en el Capítulo 4. Los primeros 3 capítulos se emplearon para introducir los conocimientos necesarios, refrescando nociones previas e introduciendo nuevas, para poder abordar el desarrollo de este trabajo. El curso del experimento se detalló en los Capítulos 5 y 6, siendo el último de estos donde se presentaron los resultados.

A lo largo del desarrollo del trabajo, se terminó tratando de calibrar dos sistemas distintos de recepción, cada uno con su respectivo dipolo. El primer sistema, provenía de un proyecto anterior que se encontraba sin ninguna calibración realizada. Nos referimos al proceso relevante a este, como Bloque de Mediciones I. Posteriormente, en el marco del proyecto de investigación y desarrollo '*Medición de Interferencias en Radio para Estudios a Alto Redshift*', nos vimos ante la necesidad imperiosa de realizar la calibración de este nuevo sistema. El proceso correspondiente fue referido como Bloque de Mediciones II.

Respecto a los resultados que se obtuvieron para el Bloque de Mediciones I, es notable que en comparación con el sistema receptor utilizado para el Bloque de Mediciones II, era más complejo. La complejidad del sistema de recepción, es un impedimento a la hora de realizar un análisis de cómo está funcionando cada elemento. Este impedimento queda claro, a la hora del análisis que se realizó de los resultados, donde se identifica que hay RFIs, que se introducen por algún elemento, pero sin embargo identificar concretamente el elemento responsable de esto, no era tan sencillo con el instrumental que se contaba.

Luego del análisis que se realizó de todos los resultados que se obtuvieron para el primer bloque, podemos decir que la señal que se correspondía con la frecuencia observada, 610 MHz, nunca se obtuvo. Ésta probablemente se perdió a lo largo de su recorrido por el sistema receptor, entre los terminales de la antena y la entrada al sintonizador por medio del cable coaxial. Otro inconveniente que tuvo este sistema, fue la longitud del cable coaxial. Estos tienen pérdidas, por lo que al ser el mismo de unos 5 metros, una longitud

grande, es probable que gran parte de la señal se haya perdido a lo largo de este.

Otro posible problema que puede haber tenido dicho sistema, es la adaptación de la impedancia entre el dipolo y la línea de transmisión. Si la impedancia no era completamente resistiva, parte de la onda entrante se refleja, por lo que se pierde potencia transmitida. Si a esto le sumamos la pérdida por la línea de transmisión, toma importancia la posibilidad de que se haya perdido la señal debido a esto. Además como marcamos previamente, al ir al laboratorio de Resonancia Magnética de FAMAF y probar con un generador de onda para 610 MHz, sin este estar prendido, se observó una señal. Esto lleva a pensar que el sistema de recepción captaba cualquier RFIs, amplificando dichas señales por medio de sus elementos. Esto indicaría que las FMs pueden haberse introducido por el cualquier parte del sistema posterior al sintonizador.

En cuanto a la señal que variaba su frecuencia a medida que pasaba el tiempo, el 'caminante', se nos sugirió la posibilidad de que estas fueran señales codificadas de servicios como la Policía o Bomberos, que pueden tener radios con variación en frecuencia de esta índole. De cualquier forma, a esta señal se la considera una RFI, por lo que su origen, escapa del interés. Un estudio de RFIs posibles, sería el de identificar la región de donde provienen, pero como se trabaja con un dipolo, que detecta emisión de todo el cielo, es indistinto de dónde provenga, porque verá la señal.

La manera correcta de identificar que estamos midiendo una señal, es en el espacio de frecuencias. Como fue mencionado anteriormente, este análisis es el que dicta si el sistema detecta o no la señal de interés. Una vez que se identifica que en las frecuencias que se está observando hay una señal, recién entonces se puede hacer el análisis de la potencia integrada para comprobar que se tiene la variación esperada. Por esto, como salvo para los días en que se veía el 'caminante' o se observó el canal 12 de TV, no se observó ninguna señal en el espectro de frecuencias, no se obtuvo una potencia integrada. Debido a esto no se pudo finalizar la calibración de este sistema receptor con el método de calibración del Factor-Y.

Los resultados del Bloque de Medición II se han ido discutiendo a medida que se fueron mostrando, porque estos mismos impulsaron nuevas pruebas a realizar.

En primera instancia, a diferencia con el otro sistema receptor, desde un primer momento se pudo verificar que se tenía una señal en la banda de frecuencia a estudiar. Esto llevo a que se analizara la variación en la potencia integrada, como ya fue discutido. A diferencia con el análisis que se fue realizando a medida que se enumeraban los resultados del Bloque I, en el Bloque II no se hizo un análisis extensivo de la actividad solar que ocurrió durante los días que se realizaron mediciones. Esto se debe a que solamente hay dos días que presentan actividad solar, como se muestra en la Tabla 2, que son el 16 y 24 de enero. Esta actividad no se analizó debido a que por un lado el día 16 solamente se tomó un tiempo de integración de datos, por lo que no se realizó un análisis de la variación de la potencia integrada a lo largo del tiempo, en donde debería evidenciarse en todo caso la actividad solar. Por otro lado, el 24 de enero sí se realizó el análisis de la

potencia integrada, sin embargo la variación que se observó tampoco se correspondería a un fenómeno de actividad solar. Esto se nota principalmente por dos detalles, por un lado, la variación durante ese día es ruidosa, pero constante dentro de los distintos bloques de medición, y por otro lado si la actividad solar está asociada con flares en Rayos X, estos fenómenos tienen escalas temporales de minutos y segundos (Tabla 1), por lo que quedan descartados como responsables de la variación.

Segundo, a medida que se expusieron los resultados, se discutió la variación que se observó de la respuesta en frecuencia del sistema receptor, variación que se estudia más fácilmente en la potencia integrada. Todo indica que las variaciones en la potencia integrada parecen estar directamente relacionadas con la variación en la respuesta del sistema receptor solo, ie, el LNA y el RTL-SDR. Estas se traducen a la potencia integrada cuando queremos desafectar el dipolo del sistema receptor, y cuando la resta que se ejecuta para lograr esto, no representa la respuesta del LNA+RTL-SDR a lo largo de todo el tiempo de medición del dipolo, por ejemplo 3 horas.

Encontramos que al alimentar el sistema receptor con una batería, la cual no podemos asegurar su voltaje entregado, se traduce en una respuesta del sistema receptor inestable a lo largo de los tiempos de medición que se utilizan (1,2 o 3 horas). Se demostró que si utilizamos una fuente transformadora, para la cual podemos regular el voltaje introducido al sistema, el sistema se vuelve mucho más estable. Por esto, se recomienda de ahora en adelante, al utilizar este sistema de recepción, el LNA con el RTL-SDR, utilizar una fuente de alimentación que pueda fijarse el voltaje a entregar. Esto tiene un resultado directo a la hora de realizar las planificaciones del sistema a utilizar para el proyecto '*Medición de Interferencias en Radio para Estudios a Alto Redshift*', ya que limita como posibles fuentes del LNA a utilizar, las que cumplan esta característica. El efecto principal se debe a que los lugares candidatos a ser sitios para la antena que se va a desarrollar, son lugares apartados de toda actividad humana, y por lo tanto se tiene que planear y probar el funcionamiento de una alimentación que sea transportable y que no requiera del tendido eléctrico.

El resultado final de la potencia integrada para el 24 de Febrero, único día en que se realizó la medición de la potencia a lo largo del día, nos parece indicar, que por más que hemos encontrado una fuente de alimentación estable, la manera en que queremos desafectar al dipolo del sistema no sería la correcta. Como se mencionó anteriormente, puede deberse al hecho de realizar el promedio de la carga previa y la posterior, y que esto no represente la variación de la respuesta del sistema. Por ello, aún no se puede decir que hayamos encontrado la forma de variación que esperamos.

9 Trabajo Futuro

El sistema de medición del Bloque I quedó fuera de nuestro interés ante la necesidad actual de poder caracterizar correctamente el sistema del Bloque de Mediciones II para su implementación en el proyecto previamente mencionado.

En ese marco, y con la discusión previa, lo siguiente a hacer, es probar, realizando un ajuste por cuadros mínimos de la variación del sistema observado para el 18 y el 23 de Febrero, el desafectar la potencia integrada del dipolo del sistema. Para ello además, tener en cuenta el valor de la carga antes de medir el dipolo, de manera de establecer el valor inicial a partir del cual la forma parece conservarse.

Para darle solidez al argumento, se debería además realizar más mediciones para distintos días, de la carga durante varias horas, así tenemos un estudio más extensivo del comportamiento del sistema.

Todo esto se trata de un mayor análisis de los datos. Si esto no da ningún resultado nuevo, se debería estudiar individualmente cada componente nuevamente, como el LNA, para comprobar que no haya habido ningún cambio accidental dentro de las conexiones con el regulador de tensión.

Además, se podrían probar otras fuentes de alimentación para el LNA, de manera de identificar cuál es la más estable, sobre todo en el contexto del proyecto de Investigación y Desarrollo, para lo cual va a ser necesario.

Por último, y algo que se podría hacer inmediatamente, es estudiar la variación de la potencia integrada del dipolo, sin restarle la contribución de la carga, y ver si allí se identifica una variación como la deseada.

Referencias

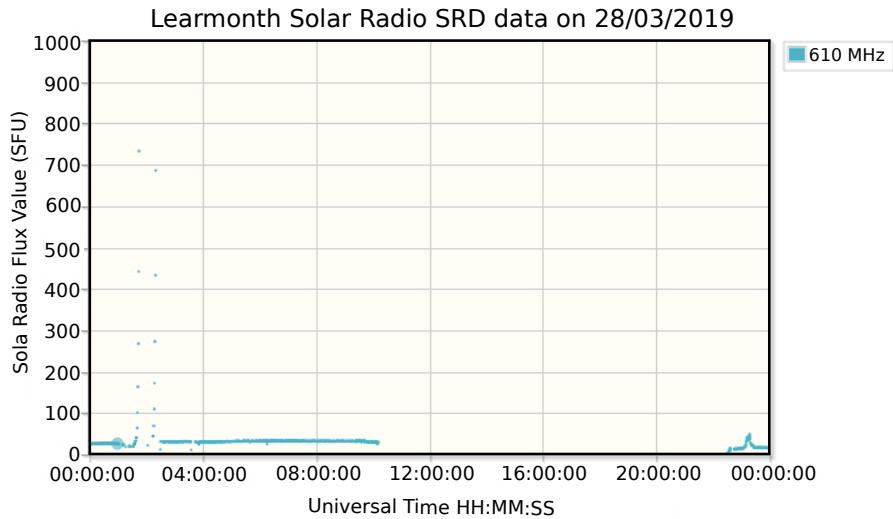
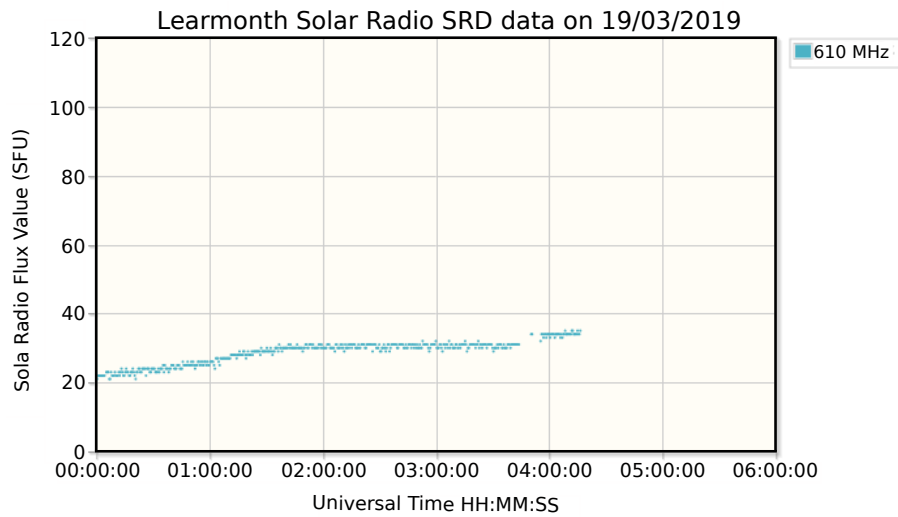
- S. B. Araujo Furlan, G. A. Giovanola, and C. A. Valotto. *Acondicionamiento y Prueba de un Radiotelescopio*, 2019. Poster presentado en el 1° Workshop de Infraestructura Astronómica Argentina (WIAA).
- S. Cakaj, W. Keim, and K. Nalaric. *Sun noise measurement at low Earth orbiting satellite ground station*. pages 345 – 348, 07 2005. ISBN 953-7044-01-4. doi: 10.1109/ELMAR.2005.193714.
- M. Chakraborty. *Midrange periodicity of basal component of solar radio flux during the extended solar minimum of cycle 23–24*. *Bulletin of the Astronomical Society of India*, 42:1–17, 06 2014.
- A. Gallerani and G. Minarelli. *A multiplying interferometer for 1.3 GHz using two Yagi antennas*. *Measurement Science and Technology*, 18(7):N41–N46, may 2007. doi: 10.1088/0957-0233/18/7/n02. URL <https://doi.org/10.1088/0957-0233/18/7/n02>.
- G. Gancio and J. J. Larrarte. *1-14 GHz TIGO RFI Monitoring System*. Technical report, Instituto Argentino de Radioastronomía, Camino Gral. Belgrano km 40- Berazategui, Prov. de Buenos Aires -Argentina, Enero-Marzo 2012.
- D. A. Guidice. *Sagamore Hill Radio Observatory, Air Force Geophysics Laboratory, Hanscom Air Force Base, Massachusetts 01731. Report*. In , volume 11, pages 311–312, Jan. 1979.
- J. D. Kraus and R. J. Marhefka. *Antenna for all applications*. McGraw-Hill, 2002.
- A. Krüger. *Introduction to solar radio astronomy and radio physics*. Springer Netherlands, 1984.
- M. R. Kundu, S. M. White, V. I. Garaimov, P. Subramanian, S. Ananthakrishnan, and P. Janardhan. *The Morphology of Decimetric Emission from Solar Flares: GMRT Observations*. *Sol. Phys.*, 236(2):369–387, July 2006. doi: 10.1007/s11207-006-0059-8.
- J. M. Marr, R. L. Snell, and S. E. Kurtz. *Fundamentals of Radio Astronomy: Observational Methods*. Series in Astronomy and Astrophysics. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2016. ISBN 9781498770194.
- C. Monstein and H. Meyer. *Report of a simple 2-element solar radio interferometer at Bleien Observatory*. Technical report, ETH Zurich , Institute of Astronomy, 2006. URL <https://doi.org/10.3929/ethz-a-005228686>.

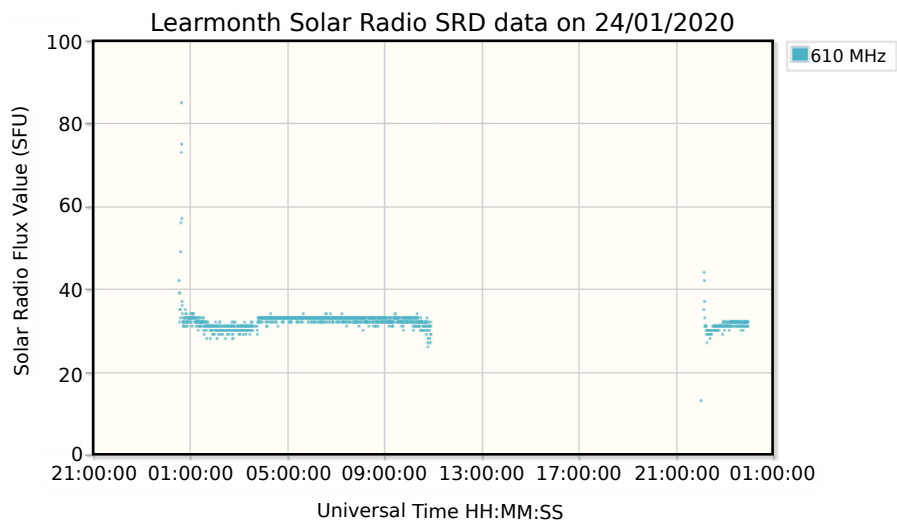
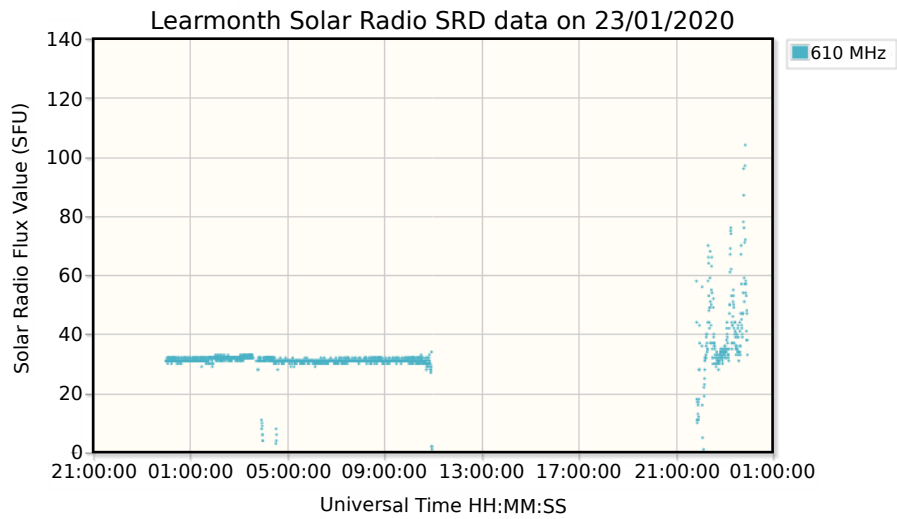
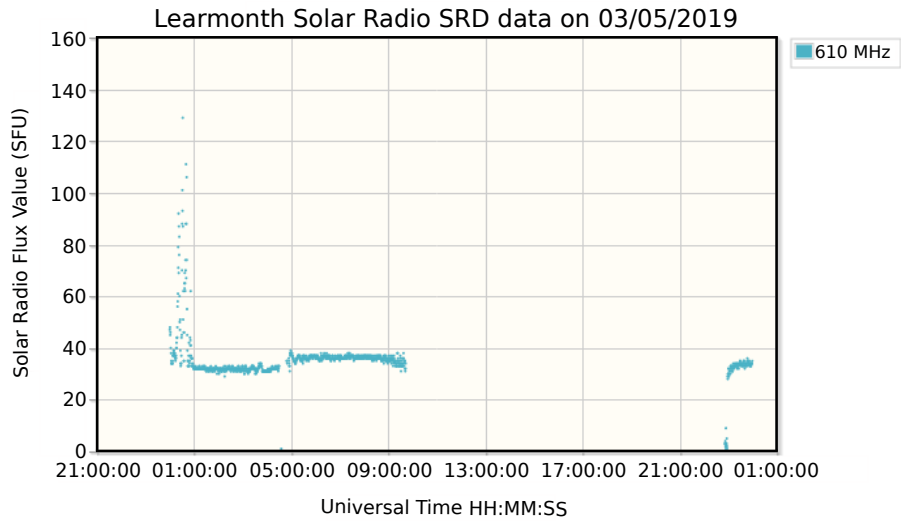
- T. J. Mozdzen, N. Mahesh, R. A. Monsalve, A. E. rogers, and J. Bowman. *Spectral Index of the Diffuse Radio Sky as Measured by EDGES using the Lowband (50-100 MHz) Antenna*. In *American Astronomical Society Meeting Abstracts #233*, volume 233 of *American Astronomical Society Meeting Abstracts*, page 334.05, Jan. 2019.
- NOAA. *National Centers for Environmental Information - Solar Radio Data*. URL <https://www.ngdc.noaa.gov/stp/solar/solarradio.html>.
- K. O’Neil. *Single-Dish Calibration Techniques at Radio Wavelengths*. In S. Stanimirovic, D. Altschuler, P. Goldsmith, and C. Salter, editors, *Single-Dish Radio Astronomy: Techniques and Applications*, volume 278 of *Astronomical Society of the Pacific Conference Series*, pages 293–311, Dec. 2002.
- A. V. Oppenheim and A. S. Willsky. *Señales y sistemas*. Pearson Educación,, México :, segunda edición edition, 1998.
- M. A. Romero. *Fibra Óptica en Banda-Base y Sistema de Adquisición de Datos aplicada a Pequeño Radiotelescopio de Uso Didáctico*. Proyecto integrador de carrera, Universidad Nacional de Córdoba, Facultad de Ciencias Exactas, Físicas y Naturales, 2014.
- A. Sahade. *Dinámica de eyecciones coronales de masa : simulaciones numéricas y su comparación con observaciones*. Trabajo especial de licenciatura, Universidad Nacional de Córdoba, Facultad de Matemática, Astronomía y Física, 2019.
- SW-Canada. *SpaceWeather-Canada, Natural Resources Canada*. URL <https://www.nrcan.gc.ca/home>.
- SWLive. *Space Weather Live*. URL <https://www.spaceweatherlive.com>.
- SWPC. *Space Weather Prediction Center, National Oceanic and Atmospheric Administration*. URL <https://www.swpc.noaa.gov/>.
- SWS. *Space Weather Services - Bureau of Meteorology, Australian Government*. URL http://www.sws.bom.gov.au/World_Data_Centre/2/8/9.
- T. L. Wilson, K. Rohlf, and S. Hüttemeister. *Tools of Radio Astronomy*. Springer, 2013. doi: 10.1007/978-3-642-39950-3.

A Anexos

A.1 Observaciones del Learmonth Observatory

Algunos de los datos observados por el Learmonth Observatory se muestran aquí. A modo de ejemplo hemos seleccionado 5 días en los cuales nosotros hemos realizado observaciones, para mostrar lo observado por dicho observatorio que se tiene como referencia.

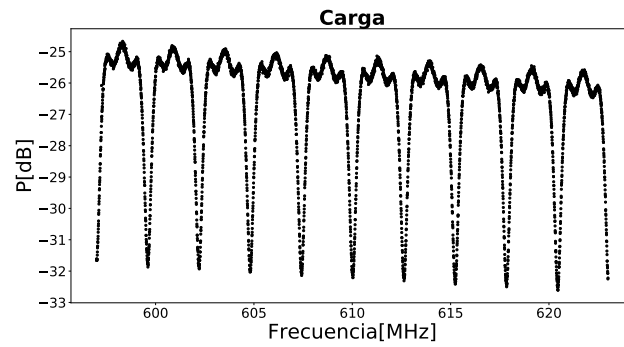




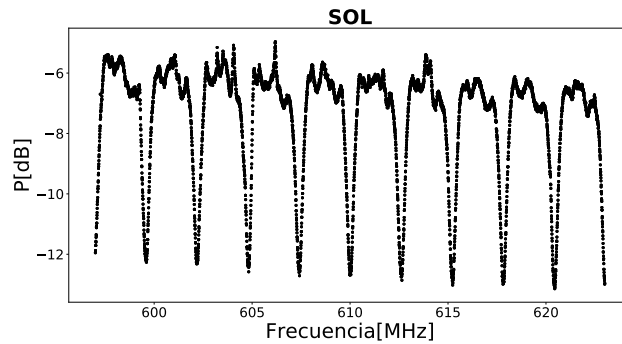
A.2 Observaciones del 16 de enero de 2020

En este anexo se presenta los gráficos de los datos tomados para el 16 de enero de 2020, presentando por un lado el patrón que se observa cuando se conecta al sistema receptor

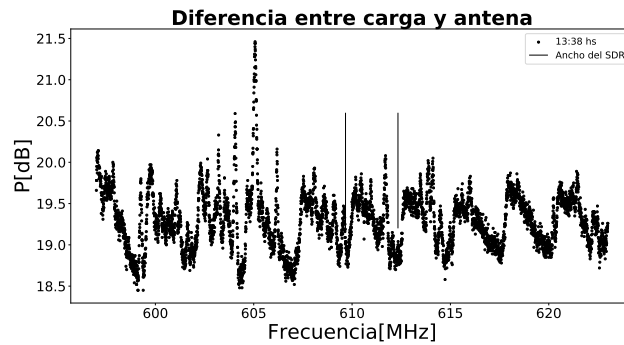
la carga, luego se desconecta esta y se conecta el dipolo, y finalmente la diferencia que se observa entre ambas mediciones al haber realizado la resta numérica de los dos espectros.



(a) Espectro de frecuencia para la potencia en dB para la carga.



(b) Espectro de frecuencia para la potencia en dB para el dipolo.



(c) Resta entre las dos potencias que se corresponden a los gráficos superiores.

Figura 91: Visualización de los datos para el 16 de enero de 2020.

B Datasheets

En este anexo presentamos los *datasheet* de el amplificador de bajo ruido LNA SPF5189Z y del RTL-SDR.

B.1 Datasheet del LNA SPF5189Z



SPF5189Z

50 MHz to 4000MHz, GaAs pHEMT LOW NOISE MMIC AMPLIFIER

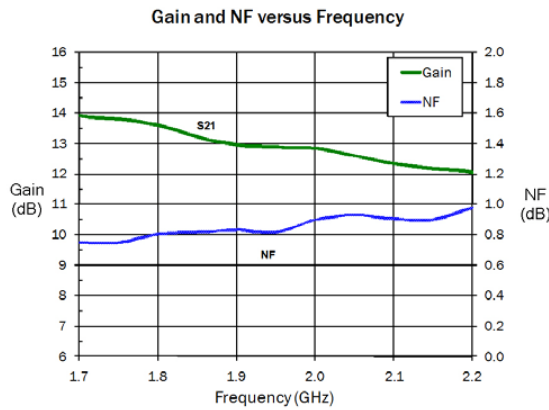


Product Description

The SPF5189Z is a high performance pHEMT MMIC LNA designed for operation from 50MHz to 4000MHz. The on-chip active bias network provides stable current over temperature and process threshold voltage variations. The SPF5189Z offers ultra-low noise figure and high linearity performance in a gain block configuration. Its single-supply operation and integrated matching networks make implementation remarkably simple. A high maximum input power specification make it ideal for high dynamic range receivers.

Optimum Technology Matching® Applied

- GaAs HBT
- GaAs MESFET
- InGaP HBT
- SiGe BiCMOS
- Si BiCMOS
- SiGe HBT
- GaAs pHEMT
- Si CMOS
- Si BJT
- GaN HEMT
- InP HBT
- RF MEMS
- LDMOS



Features

- Ultra-Low Noise Figure=0.60dB at 900MHz
- Gain=18.7dB at 900MHz
- High Linearity: OIP₃=39.5dBm at 1960MHz
- P_{1dB}=22.7dBm at 1960MHz
- Single-Supply Operation: 5V at I_{DQ}=90mA
- Flexible Biasing Options: 3V to 5V, Adjustable Current
- Broadband Internal Matching

Applications

- Cellular, PCS, W-CDMA, ISM, WiMAX Receivers
- PA Driver Amplifier
- Low Noise, High Linearity Gain Block Applications

Parameter	Specification			Unit	Condition
	Min.	Typ.	Max.		
Small Signal Gain		18.7		dB	0.9GHz
	11.3	12.8	14.3	dB	1.96GHz
Output Power at 1dB Compression		22.4		dBm	0.9GHz
	20.7	22.7		dBm	1.96GHz
Output Third Order Intercept Point		38.5		dBm	0.9GHz
	36.0	39.5		dBm	1.96GHz
Noise Figure		0.55		dB	0.9GHz
		0.8	1.1	dB	1.96GHz
Input Return Loss		17.5		dB	0.9 GHz
	14.5	18.5		dB	1.96GHz
Output Return Loss		16.0		dB	0.9GHz
	11.0	15.0		dB	1.96GHz
Reverse Isolation		24.0		dB	0.9GHz
		18.0		dB	1.96GHz
Device Operating Voltage		5	5.25	V	
Device Operating Current	75	90	105	mA	Quiescent
Thermal Resistance		65		°C/W	Junction to lead

Test Conditions: V_D=5V, I_{DQ}=90mA, TL=25°C, OIP₃ Tone Spacing=1MHz, P_{OUT} per tone=0dBm
Z_S=Z_L=50Ω, 25°C, Application Circuit Data

RF MICRO DEVICES®, RFMD®, Optimum Technology Matching®, Enabling Wireless Connectivity™, PowerStar®, POLARIS™ TOTAL RADIO™ and UltimateBlue™ are trademarks of RFMD, LLC. BLUETOOTH is a trademark owned by Bluetooth SIG, Inc., U.S.A. and licensed for use by RFMD. All other trade names, trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. ©2006, RF Micro Devices, Inc.

SPF5189Z



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Rating	Unit
Max Device Current (I _D)	120	mA
Max Device Voltage (V _D)	5.5	V
Max RF Input Power	27	dBm
Max Dissipated Power	660	mW
Max Junction Temperature (T _J)	150	°C
Operating Temperature Range (T _L)	-40 to + 85	°C
Max Storage Temperature	-65 to +150	°C
ESD Rating - Human Body Model (HBM)	Class 1B	
Moisture Sensitivity Level (MSL)	MSL 2	



Caution! ESD sensitive device.

Exceeding any one or a combination of the Absolute Maximum Rating conditions may cause permanent damage to the device. Extended application of Absolute Maximum Rating conditions to the device may reduce device reliability. Specified typical performance or functional operation of the device under Absolute Maximum Rating conditions is not implied.

The information in this publication is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by RF Micro Devices, Inc. ("RFMD") for its use, nor for any infringement of patents, or other rights of third parties, resulting from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of RFMD. RFMD reserves the right to change component circuitry, recommended application circuitry and specifications at any time without prior notice.



RFMD Green: RoHS compliant per EU Directive 2002/95/EC, halogen free per IEC 61249-2-21, < 1000ppm each of antimony trioxide in polymeric materials and red phosphorus as a flame retardant, and <2% antimony in solder.

Operation of this device beyond any one of these limits may cause permanent damage. For reliable continuous operation, the device voltage and current must not exceed the maximum operating values specified in the table on page one.

Bias Conditions should also satisfy the following expression:

$$I_D V_D < (T_J - T_L) / R_{TH}, \text{ } I - I \text{ and } T_L = T_{LEAD}$$

Typical RF Performance - Application Circuit Data with V_D=5V, I_D=90mA

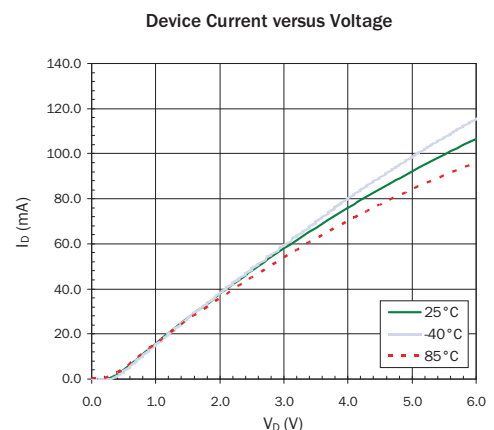
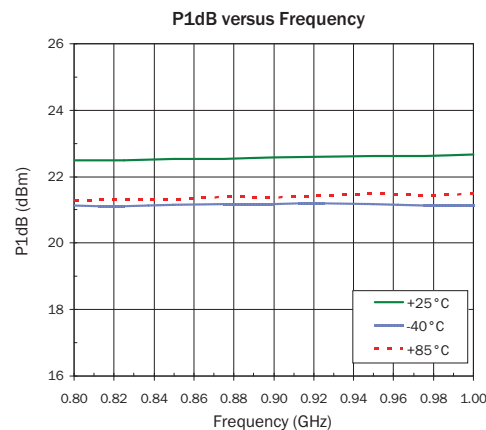
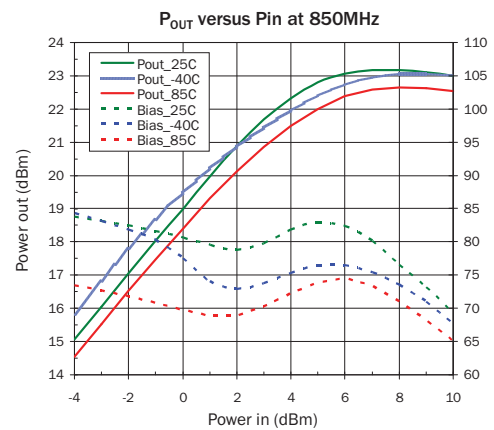
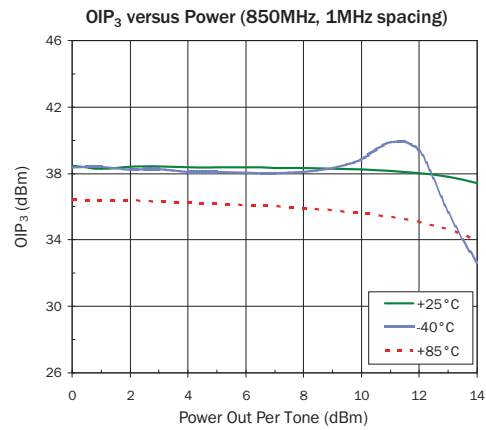
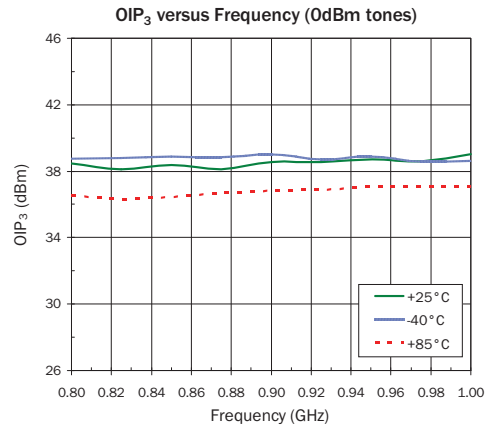
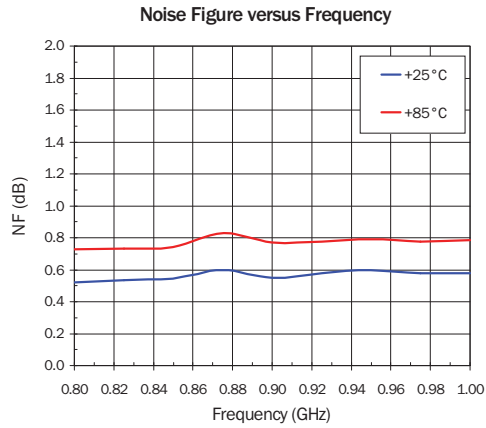
Parameter	Unit	0.8 GHz	0.9 GHz	1.0 GHz	1.7 GHz	1.8 GHz	1.9 GHz	2.0 GHz	2.1 GHz	2.2 GHz
Small Signal Gain	dB	19.6	18.7	17.9	13.8	13.5	12.9	12.7	12.2	11.9
Noise Figure	dB	0.52	0.55	0.79	0.75	0.81	0.83	0.90	0.91	0.98
Output IP3	dBm	38.4	38.5	39.0	39.2	39.5	39.5	39.8	39.8	39.9
Output P1dB	dBm	22.3	22.4	22.5	22.6	22.6	22.7	22.7	22.7	22.7
Input Return Loss	dB	17.1	17.5	17.5	17.5	17.5	18.5	18.5	18.5	18.0
Output Return Loss	dB	16.0	16.0	15.5	14.0	14.0	14.5	15.0	15.5	16.0
Reverse Isolation	dB	24.5	24.0	23.0	18.5	18.5	18.0	18.0	17.5	17.0

Test Conditions: V_D=5V, I_{DQ}=90mA, OIP₃ Tone Spacing=1MHz, P_{OUT} per tone=0dBm, T_L=25°C, Z_S=Z_L=50Ω



SPF5189Z

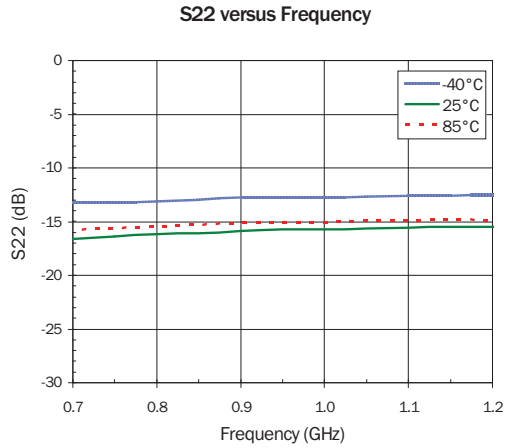
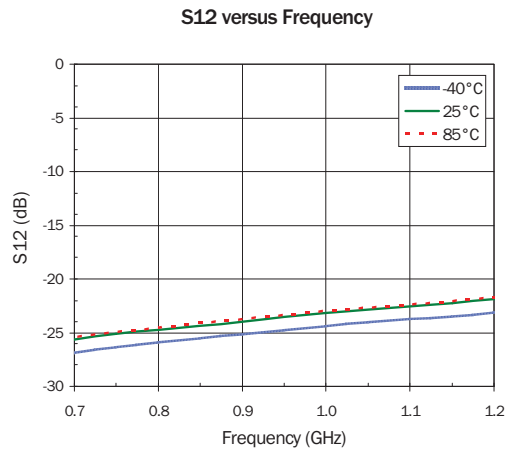
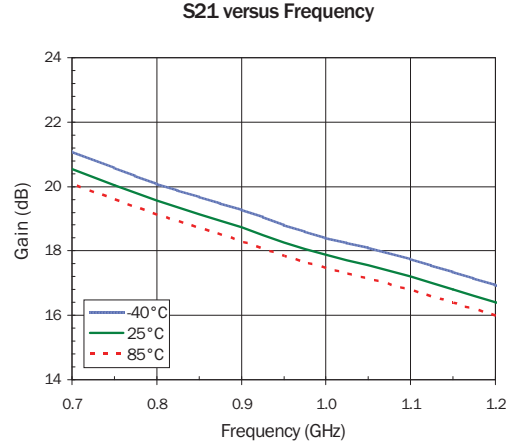
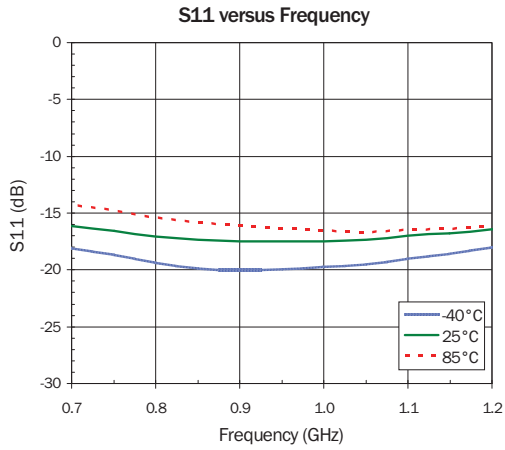
Typical RF Performance - 900MHz Application Circuit with $V_D=5V$, $I_D=90mA$



SPF5189Z



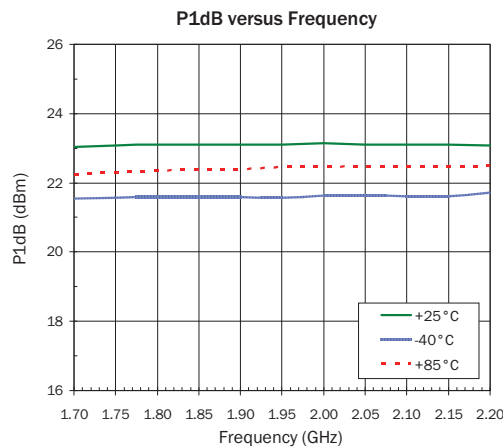
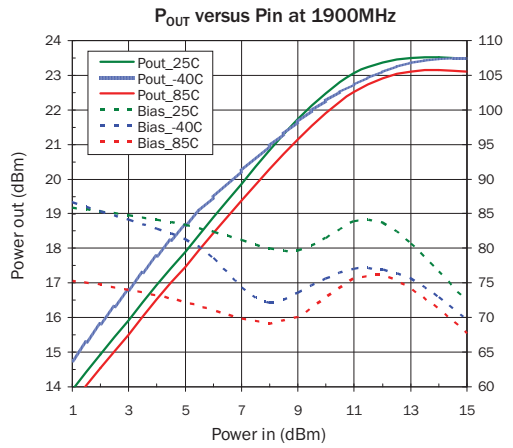
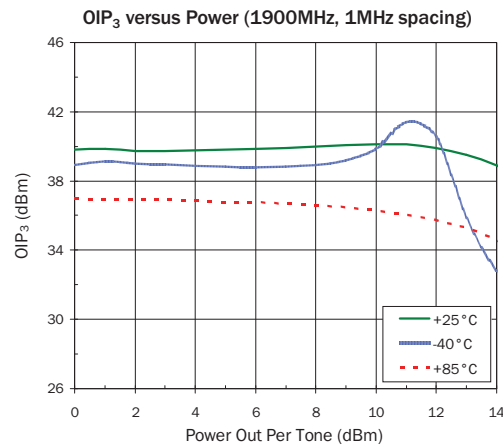
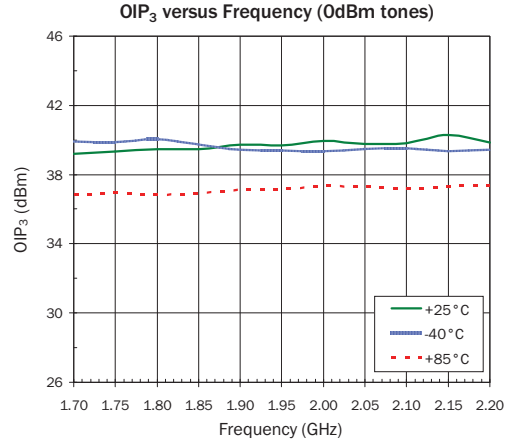
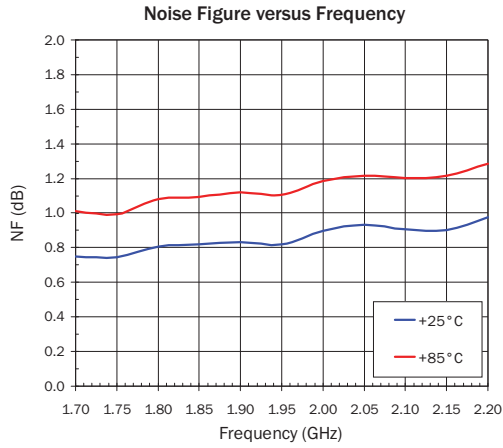
Typical RF Performance - 900MHz Application Circuit with $V_D=5V$, $I_D=90mA$





SPF5189Z

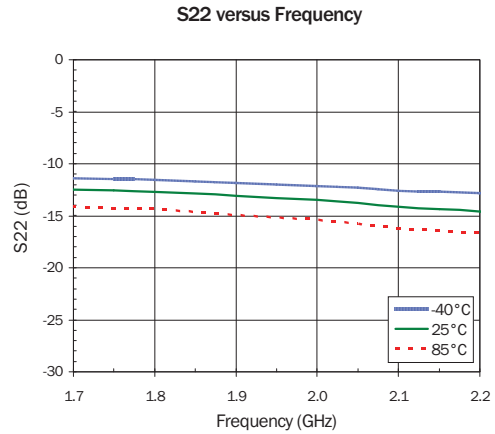
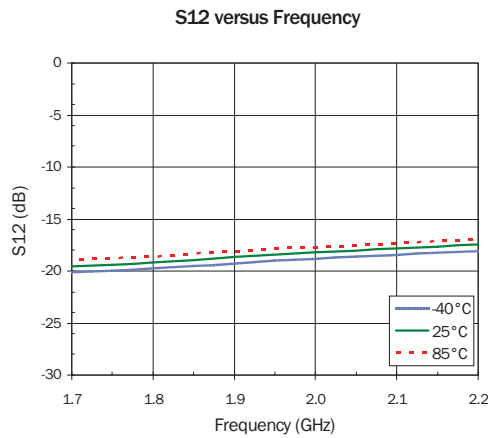
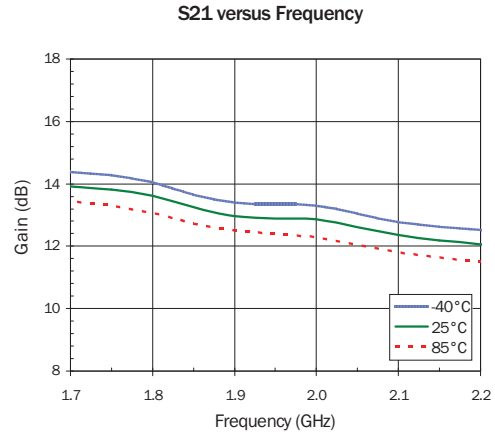
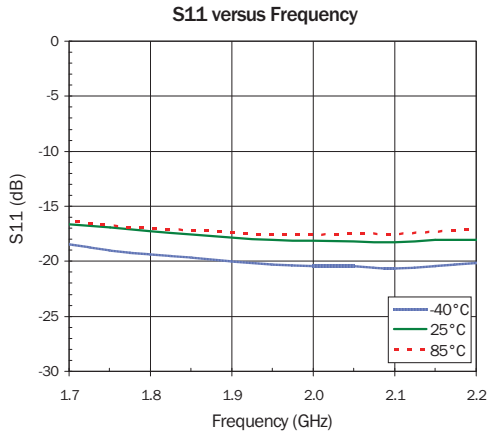
Typical RF Performance - 1900MHz Application Circuit with $V_D=5V$, $I_D=90mA$



SPF5189Z



Typical RF Performance - 1900MHz Application Circuit with $V_D=3V$, $I_D=90mA$

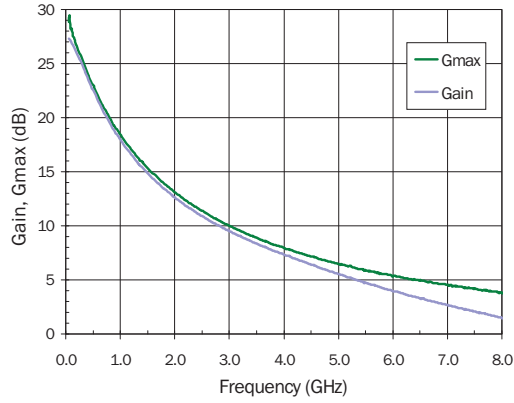


SPF5189Z

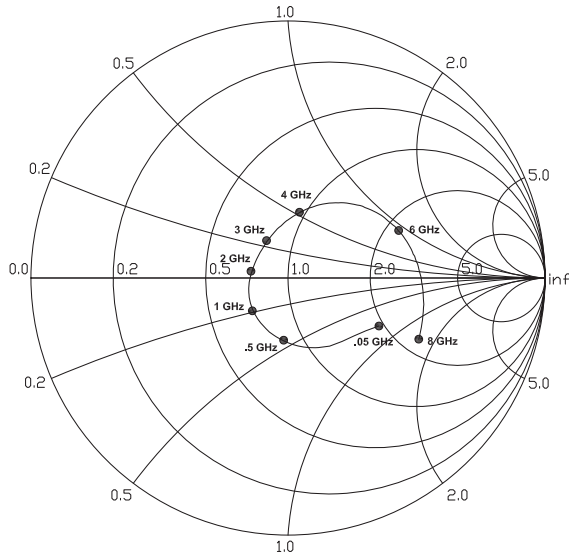


De-embedded Device S-parameters (Bias Tee Data)

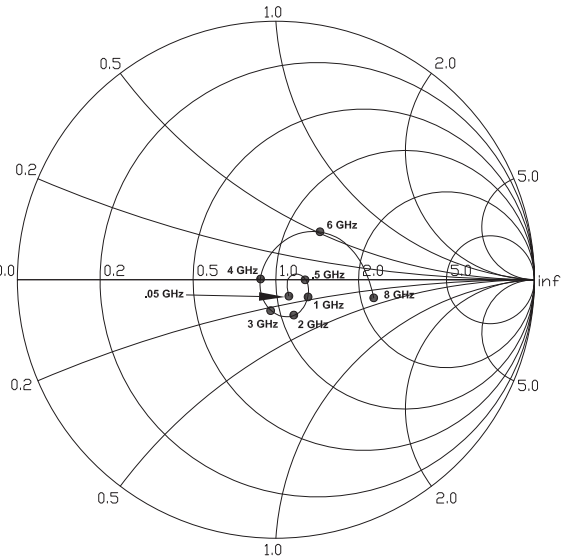
G_{MAX} versus Frequency
(5V, 90mA)



S11 versus Frequency (5V, 90mA)



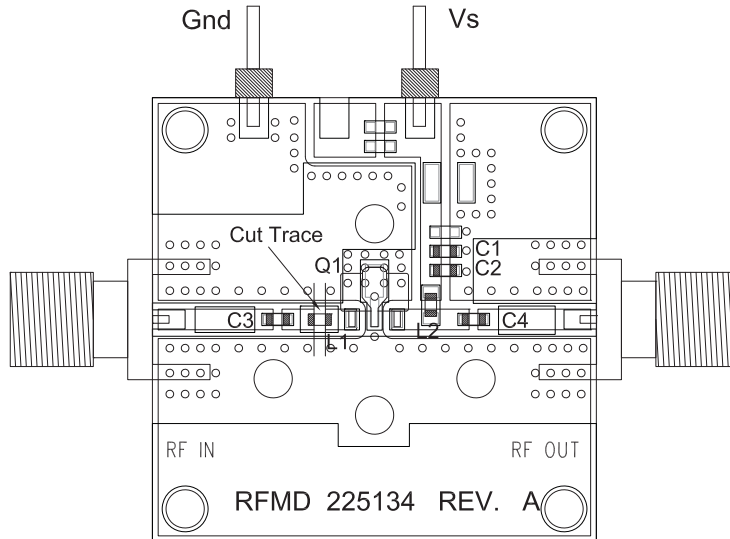
S22 versus Frequency (5V, 90mA)



SPF5189Z



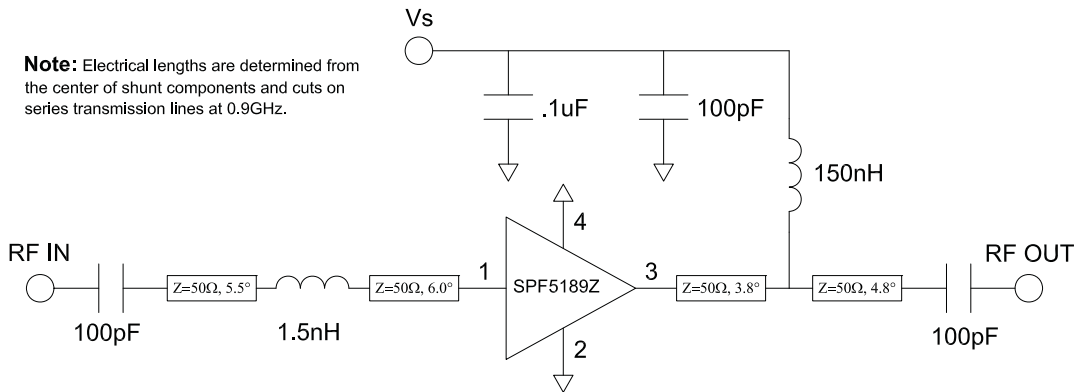
900MHz Evaluation Board Layout



Bill of Materials (SPF5189Z, 900MHz)

C1	ECJ-1VB1C104, Panasonic, 0.1uF
C2, C3, C4	ECJ-1VC1H101J, Panasonic, 100pF
L1	LL1608-FSL1N5, Toko, 1.5nH
L2	LL1608-FSR15J, Toko, 150nH

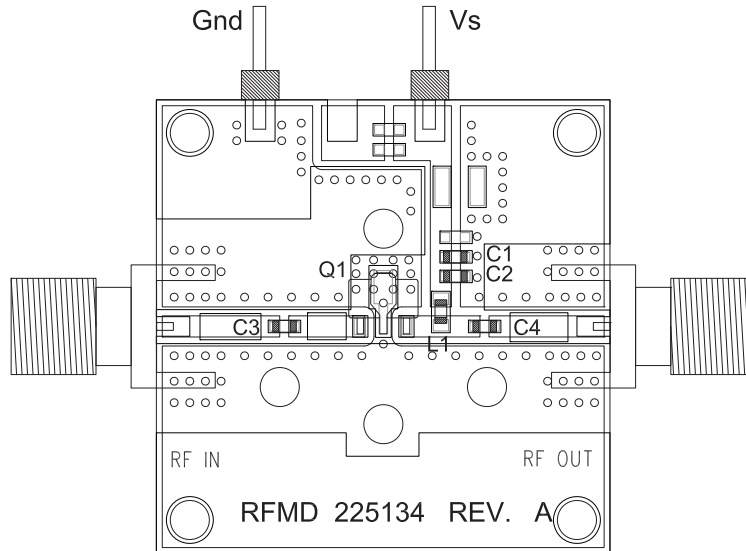
900MHz Application Schematic





SPF5189Z

1900MHz Evaluation Board Layout

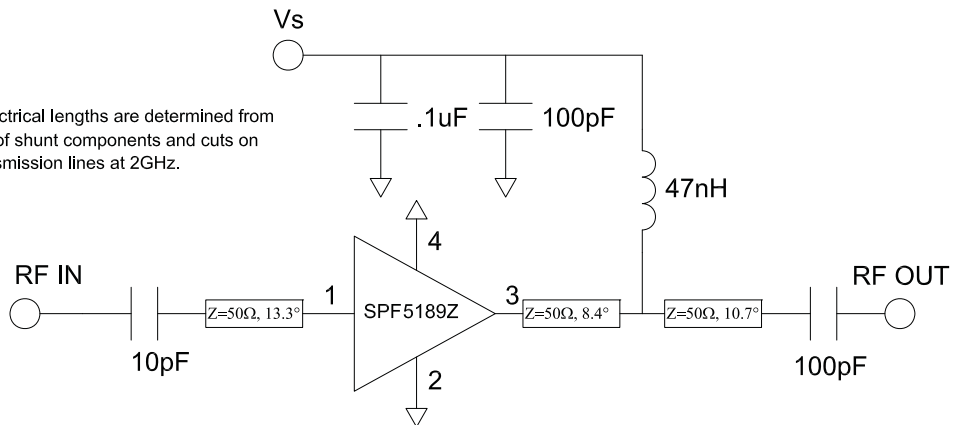


Bill of Materials (SPF5189Z, 1900MHz)

C1	ECJ-1VB1C104, Panasonic, 0.1 uF
C2, C4	ECJ-1VC1H101J, Panasonic, 100 pF
C3	ECJ-1VC1H100, Panasonic, 10 pF
L1	LL1608-FSL47N, Toko, 47 nH

1900MHz Application Schematic

Note: Electrical lengths are determined from the center of shunt components and cuts on series transmission lines at 2GHz.



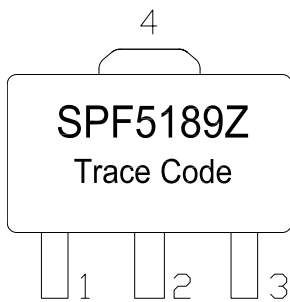
SPF5189Z



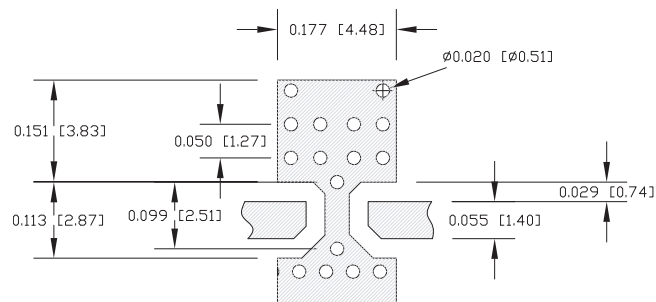
Pin Names and Description

Pin	Function	Description
1	RF IN	RF input pin. This pin requires the use of an external DC-blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
2	GND	Connection to ground. Use via holes as close to the device ground leads as possible to reduce ground inductance and achieve optimum RF performance.
3	RF OUT/DC BIAS	RF output and bias pin. This pin requires the use of an external DC-blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
4	GND	Connection to ground. Use via holes as close to the device ground leads as possible to reduce ground inductance and achieve optimum RF performance.

Part Identification



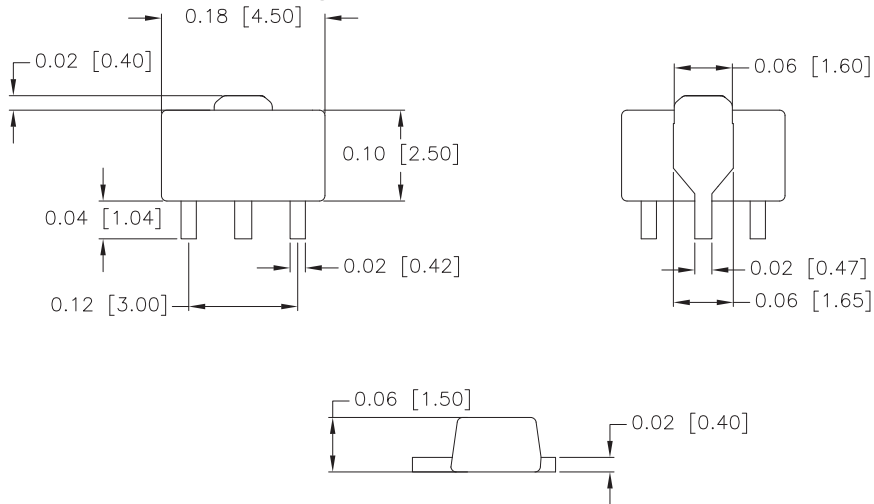
Suggested Pad Layout



Package Drawing

Dimensions in inches (millimeters)

Refer to drawing posted at www.rfmd.com for tolerances.





SPF5189Z

Ordering Information

Part Number	Description
SPF5189Z	7" Reel with 1000 pieces
SPF5189ZSQ	Sample Bag with 25 pieces
SPF5189ZSR	7" Reel with 100 pieces
SPF5189ZPCK1	800MHz to 1000MHz PCBA with 5-piece Sample Bag
SPF5189ZPCK2	1700MHz to 2200MHz PCBA with 5-piece Sample Bag

B.2 Datasheet del RTL-SDR V3

RTL-SDR Blog V3 Datasheet



The RTL-SDR Blog V3 is an improved RTL-SDR dongle. RTL-SDR dongles were originally designed for DVB-T HDTV reception, but they were found by hardware hackers to be useful as a general purpose SDR. The standard dongles are okay for DVB-T reception, but are just barely suitable for SDR users/experimenters. The RTL-SDR Blog V3 was redesigned with SDR user needs in mind, instead of DVB-T HDTV users who typically have more relaxed requirements.

Purchase at: www.rtl-sdr.com/store

Quickstart setup guide available at: www.rtl-sdr.com/qsg

Basic Information

- **Bandwidth:** Up to 2.4 MHz stable.
- **ADC:** RTL2832U 8-bits
- **Frequency Range:** 500 kHz – 1766 MHz (500 kHz – 24 MHz in direct sampling mode)
- **Typical Input Impedance:** 50 Ohms
- **Typical Current Draw:** 270 – 280 mA

Required Computing Hardware

Same requirements as a regular RTL-SDR. Compatible with Windows XP and above (SDR# requires Win 7 or newer), Linux, MacOS and Android. A dual core machine is recommended.

Single board PCs like the Raspberry Pi, Odroid, C.H.I.P are also supported with most command line apps.

RTL-SDR V3 Improvements over generic models

TCXO

The V3 uses a 1PPM TCXO for excellent frequency stability. The temperature drift is around 0.5 – 1 PPM, and the initial offset is 0 – 2 PPM. This means that the signal will not drift on the spectrum as the dongle or ambient temperature changes. Also, the frequency offset will be close to zero. Standard dongles have a PPM offset of up to 100PPM, and tend to drift a lot. Using a TCXO solves these problems.

SMA Connector

Typical RTL-SDR dongles use a relatively obscure MCX RF connector. The V3 uses commonly used SMA connectors, so it is easy to obtain adapters, connectors and antennas for the unit. SMA connectors also last longer.

Aluminium Enclosure

Unlike standard RTL-SDR's, the V3 comes standard with an aluminium enclosure. The enclosure has two purposes. The first is to help block any RF interference from entering through the PCB. The second is to act as a heatsink to the PCB.

Improved Heat Dissipation

Typical R820T/2 RTL-SDR dongles tend to lose PLL lock in L-band at around 1.5 GHz and above, causing a loss of reception to those frequencies. The reason is due to the high heat generated by the R820T2 chip. The V3 uses a thin thermal pad to thermally bond the PCB and metal enclosure together. This allows the metal case to work as a heat sink, which solves the PLL lock problem. Ideally the thermal pad should be as thin as possible to enhance maximum heat transfer, and we have designed the enclosure so that the thermal pad only needs to be 3mm thick.

The V3 also uses a larger ground plane on the middle layers of the PCB which also helps with heat dissipation.

R820T2 Chip

Older RTL-SDR units used the R820T chip. There is a newer R820T2 which has slightly better manufacturing tolerances. The R820T2 is produced in a factory with higher quality silicon which allows for more reliable chips. A side effect of the better silicon is overall slightly better and more stable sensitivity across manufacturing runs compared to the R820T, and less PLL lock problems at L-band frequencies.

Improved ESD protection on the RF front end

The BAV99 diode which is used on most RTL-SDR dongles is not a true ESD rated diode. We have added a real ESD rated diode for better protection. The BAV99 remains in the circuit as it works a strong signal clipper, which prevents damage to the R820T2 from overly strong signals. Please remember that not even this will save your radio from a lightning strike or huge ESD impulse, and any permanently outdoor mounted antenna system must have its own lightning and ESD protection. To help avoid lightning damage unplug your antenna during a storm and when the dongle is not in use.

Improved front end circuit

The standard matching circuit on the RTL-SDR was designed for DVB-T use, and tends to attenuate signals above ~1 GHz. The new matching circuit has less attenuation above 1 GHz and similar performance below. We have used high quality, high SRF, high Q inductors in this circuit.

Software switchable 4.5v bias tee.

The V3 makes use of a low noise LDO and one of the GPIO pins on the RTL2832U to provide a 4.5V bias tee that can be activated in software. The bias tee can pull about 180 mA continuously so is suitable for the majority of 3-5V powered LNAs that are popular with RTL-SDR devices. The bias tee is protected against accidental short circuits at the LDO level, and with a thermal auto-resetting PTC fuse. See 'Activating the Bias Tee' for more information on software for activating the bias tee.

This bias tee is great for powering a remote LNA (like Adams PSA5043+ based LNA4ALL) or something like the SpyVerter upconverter.

Bias Tee Warning: The bias tee thermal fuse or LDO could be damaged if you short circuit the bias tee for long periods of time. Before turning on the bias tee, ensure the circuit to be powered is not shorted, or that the RTL-SDR is not connected to a DC shorted antenna!

Lower Voltage Operation

The V3 uses an LDO that has a much lower 'dropout' voltage compared to the typical AMS1117 LDO used on most dongles. Hence the V3 should run better on long USB extension cables.

Long USB cables tend to drop the 5V USB voltage down to lower levels. Below about 4V the AMS1117 stops working. The LDO used in the V3 works almost down to 3.3V.

Of course, with low voltages from long USB cable, the bias tee will be unable to put out 4.5V. At low voltages the bias tee LDO will revert to a non-filtered voltage slightly under the supply.

Reduced noise with a modified PCB design

Typical RTL-SDR dongles use 2-layer PCB designs and route signal lines improperly. The V3 uses a modified 4-layer PCB design which helps to significantly reduce clock spurs and noise pickup.

The V3 also adds a USB common mode choke on the USB data lines to reduce USB noise, adds SMD ferrite chokes on the PCB power lines, and uses a lower noise LDO.

HF direct sampling circuit, diplexed out from the SMA connector

The idea behind direct sampling mode is that an antenna can be connected directly to the ADC pins of the RTL2832U, and this can enable HF reception. This is useful because the R820T/2 tuner can only tune down to about 24 MHz at the lowest. On typical R820T RTL-SDR dongles one can enable direct sampling mode by soldering a wire to the Q-branch pins of the RTL2832U. The RTL2832U samples at 28.8 MHz, so 0 – 14.4 MHz, and 14.4 MHz – 28.8 MHz can be listened to.

The V3 has direct sampling mode implemented in hardware already, so no hardware mods are required to listen to HF via direct sampling.

To split the HF signal out at the SMA connector, a diplexer tuned to 25 MHz is used. A 10dB buffer preamp sits after the diplexer which helps to boost the signal and overcome losses in the subsequent filter and impedance transformer. After the preamp is a 24 MHz low pass filter and then an impedance matching and single to double ended transformer. The addition of the preamp, filter and transformer ensures good direct sampling performance.

The result is that 500 kHz to about 24 MHz can be received in direct sampling mode.

Direct sampling could be more sensitive than using an upconverter, but dynamic won't be as good as with an upconverter. It can overload easily if you have strong signals since there is no gain control. And you will see aliasing of signals mirrored around 14.4 MHz due to the Nyquist theorem. But direct sampling mode should at least give the majority of users a decent taste of what's on HF. If you then find HF interesting, then you can consider upgrading to an upconverter like the SpyVerter (the SpyVerter is the only upconverter we know of that is compatible with our bias tee for easy operation, other upconverters require external power).

If you search on YouTube for "RTL-SDR V3", you will find several videos showing what you can get in direct sampling mode. Most people are surprised at how good it can be, but also many users will need a broadcast AM filter to reduce overloading. We sell a suitable broadcast AM filter on our store www.rtl-sdr.com/store.

Expansion pads on the PCB

Access pads for the unused GPIO pins, CLK in/out, 3.3V, GND and I2C pins have been added. The CLK input/output is disconnected by default. Access pads for the I branch have also been added as some users and industrial customers are using these in special projects. These pads are only for advanced users who need them for special projects. Take care as these pins are not ESD protected.

Clock selector jumper

By soldering in a 4 pin 1.27mm pitch jumper header and removing the default 0 Ohm resistor, one can now easily select between the onboard clock, an external clock, or having the on board clock be the output for another dongle. This is for advanced users only who want to experiment with things like passive radar, and coherent receivers.

Corner mounting holes for those who want to stack PCBs.

Some customers have been building devices that require multiple RTL-SDR dongles, and these standoff holes should aid in stacking.

Feature Information

Feature 1: Direct Sampling HF Mode

This feature allows you to listen to HF signals between about 500 kHz to 28.8 MHz.

To use direct sampling mode first connect an appropriate HF antenna to the SMA antenna port (this is the same port where you connect your VHF/UHF antenna).

In SDR# select the Q-branch in the configure menu (the cog icon next to the play button). (If it is greyed out make sure you stop the SDR first, by clicking the stop button in SDR#)

Press Play and tune to 500 kHz – 28.8 MHz.

Device	R820T
Generic RTL2832U OEM (0)	▼
Sample Rate	2.048 MSPS
Sampling Mode	Direct sampling (Q branch)
	▼

VHF antennas like small discones or short whip antennas will probably not pick up HF signals very well, if at all. If you have no such antenna you *might* get something with the large telescopic antenna extended to its maximum length of 1.5m, but really this is still not long enough for HF. You can instead use the screw nut provided with the antenna base to clamp on a long wire antenna that is 5 meters or more in length. Ideally you should use a 9:1 unun with the long wire antenna for optimal reception but it is not totally necessary. Even more ideally you'd use an antenna tuner, though this is expensive.

Other software like HSDR and GQRX can also support direct sampling. It may entail setting a device string, and for the Q-branch, the value should be 2. In GQRX the device string would be "rtl=0,direct_samp=2" (without the quotes). Make sure that there is no space after the comma.

To go back to listening to frequencies above 28.8 MHz remember to change the sampling mode back to "Quadrature Sampling".

Note that this feature makes use of *direct sampling* and so aliasing will occur. The RTL-SDR samples at 28.8 MHz, thus you may see mirrors of strong signals from 0 – 14.4 MHz while tuning to 14.4 – 28.8 MHz and the other way around as well. If these images cause problems, then to remove them you will need to use a low pass filter for 0 – 14.4 MHz, and a high pass filter for 14.4 – 28.8 MHz. Either that or you can simply filter your exact band of interest.

Feature 2: Software Selectable Bias Tee

The V3 RTL-SDR introduces a bias tee which can be enabled easily in software.

WARNING: Before using the bias tee please ensure that you understand that you should not use this option when the dongle is connected *directly* to a DC short circuited antenna. Although the bias tee circuit is dual protected against accidental shorts with a PTC automatically resetting fuse and overcurrent protection on the LDO, short circuiting the bias tee for an extended period (hours) could damage the LDO or fuse permanently. Only use it while connected to an actual powered device, like an LNA, active antenna or the SpyVerter.

To make things clearer: DC Short Antenna -> LNA -> Coax -> V3(bias tee on) is fine. What's not good and makes no sense anyway is DC Short Antenna -> Coax -> V3(bias tee on). DC Short Antenna -> Coax -> V3(bias tee off) is fine.

To enable the bias tee in Windows:

1. Download and extract all the files in the zip file downloadable at <https://github.com/rtlsdrblog/rtl-sdr/releases/tag/v1.1> into a folder on your PC. It contains two batch files that can be run.

2. Next make sure that all SDR software like SDR# / HDSDR / SDR-Console etc is fully closed. If there is another program accessing the RTL-SDR the bias tee software will not run.
3. Run the `biastee_on.bat` file to turn the bias tee on. It will run and open a CMD prompt that will briefly say “Found Rafael Micro R820T Tuner”. The CMD prompt will close soon after upon success.

The bias tee is now on. To turn it off repeat steps 2 & 3, but instead run the `biastee_off.bat` batch file. Alternatively, simply disconnect and then reconnect the SDR to turn the bias tee off.

If you have multiple dongles connected you’ll need to edit the batch file to specify what dongle’s bias tee you want to activate. Open the bat file with any text editor, like Notepad, and add the dongle selector “-d” flag. For example, to activate the bias tee on the dongle that was plugged in second you’d need to change it to “`rtl_biast -b 1 -d 1`”.

If you get a Smart Screen message, click on More Info, and then on Run Anyway. Also note that some versions of Windows may fail to run batch files due to misconfiguration or aggressive antivirus software. If you cannot fix these problems with Windows or your antivirus, run the command manually on the CMD line.

To run it manually on the CMD line first browse to the directory where the bias tee software is stored using “`cd`” (e.g. `cd C:\SDR\bias_tee_folder`), and then run:

ON: `rtl_biast -b 1`

OFF: `rtl_biast -b 0`

If needed select a particular RTL-SDR device with the -d flag.

In Linux or MacOS download the source from git, compile it the same way you do the regular RTL-SDR drivers, and then run `./rtl_biast -b 1` to turn the bias tee on and `./rtl_biast -b 0` to turn the bias tee off.

The procedure is:

```
git clone https://github.com/rtlsdrblog/rtl_biast
cd rtl_biast
mkdir build
cd build
cmake ..
make
cd src
./rtl_biast -b 1
```

If you want to be able to run the bias tee program from anywhere on the command line you can also run “`sudo make install`”.

If you have trouble running the bias tee use a multimeter to check if there is 4.5V at the SMA port, and that your powered device is actually capable of receiving power. Remember that not all LNA’s can accept bias tee power. We recommend Adam 9A4QV’s LNA4ALL, as you can order this from his store with the bias tee power option enabled.

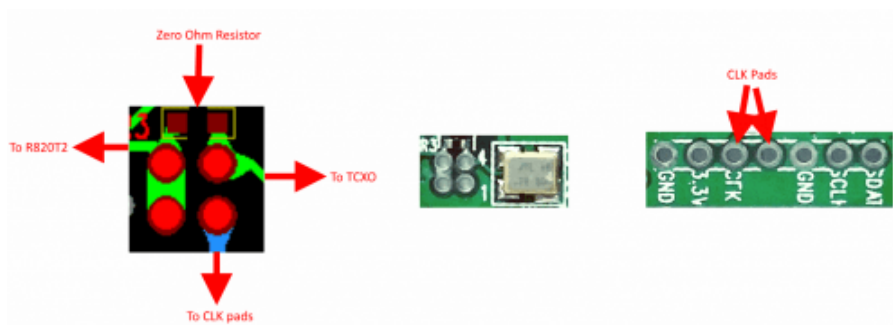
Feature 3: Selectable Clock & Expansion Headers

This is for advanced users who need to daisy chain clocks together for coherent experiments, or need to access other ports. You can either bridge the clock selector the directly with a solder bridge, or solder on a 1.27mm 2x2 header pin jumper.

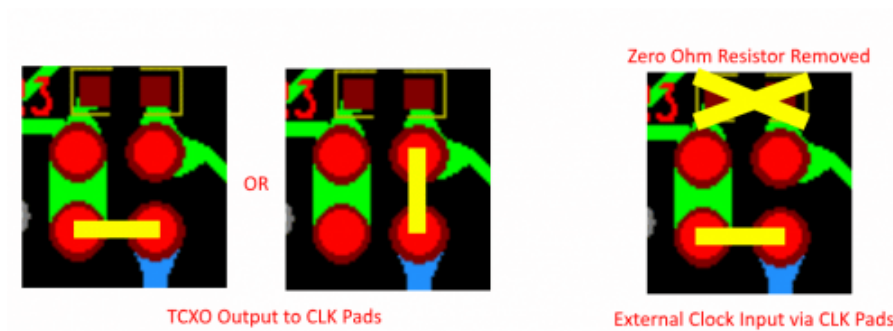
1. To add a jumper to the CLK selector header.
2. Carefully remove the 0 Ohm resistor.
3. Very carefully solder a 1.27mm 2x2 header onto the clock selector pads.

You can now select your clock input.

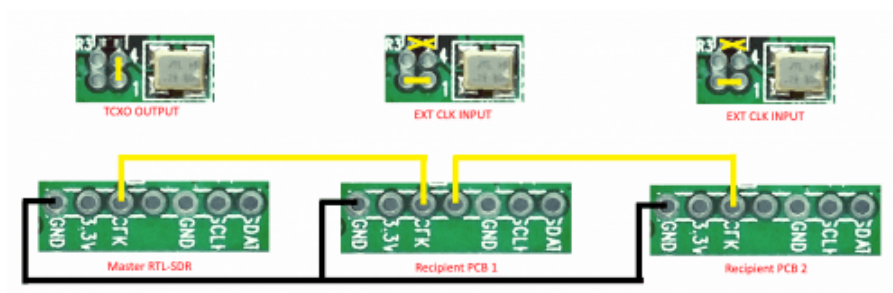
How to connect the CLK jumpers:



The first position allows you to output the dongles clock to the CLK pads. The second position allows you to input an external clock.



An example of CLK daisy chaining is shown below. One dongles TCXO is connected to two other dongles who have disconnected clocks.



LF Improvement / Bias Tee Disable Mod

If you want to improve the performance at LF/MW and do not require the bias tee, then you can remove the bias tee inductor at L13. Of course, remember that if you are really interested in VLF/LF, then it might be a better idea to use a VLF/LF compatible upconverter like the SpyVerter, which can be powered by the bias tee on the dongle. Obviously if you remove the bias tee inductor, the bias tee will no longer function, and so you'd have to power the SpyVerter externally via a USB cable.

